8 f
310 PAGES
LV[e] ANNÉE - N° 1657 - JUIN 1980

# LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION
ISSN 0337 1883

• AUDIO • VIDEO • ELECTRONIQUE • ARGUS HI-FI •

■ **BANCS D'ESSAI** : L'ampli de puissance pour voiture PIONEER AD 305 □ La chaîne SANYO + 55 □□

■ **RÉALISATIONS** : Un adaptateur de caractéristiques DIN-CINCH □ Pour votre labo photo : Un intégrateur de lumière □ Un VU-MÈTRE-CRÊTEMÈTRE à double indication □□






*Chaîne Slimline S-36*

BELGIQUE : 65 F.B. • SUISSE : 4 FS • ITALIE : 2.200 LIRES • ESPAGNE : 175 PTAS • CANADA : 1,75 $ • TUNISIE : 920 MIL.

LE HAUT-PARLEUR

# sommaire

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY
Secrétaire de rédaction : C. DUCROS

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F



ABONNEMENTS

| | FRANCE | ETRANGER |
|---|---|---|
| HAUT-PARLEUR (12 nos + 3 nos spéciaux) 1 AN | 90,00 F | 140,00 F |
| Abonnements groupés : | | |
| HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN | 180,00 F | 250,00 F |
| HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN | 125,00 F | 195,00 F |
| HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN | 135,00 F | 185,00 F |

BULLETIN D'ABONNEMENT : voir page 110



Page

**B.F. Technique générale – HiFi**

- La chaîne **SANYO PLUS 55** ........ 153
- Problèmes de restitution phonographique : l'erreur de piste et la géométrie du bras de lecture-I – Idées directrices ........ 181
- Le magnétophone à cassette **AKAI GX-F-80** ........ 215

**Electronique – Technique générale**

- Utilisation pratique des transistors ........ 144
- Presse technique internationale ........ 147
- ABC – Gyrateurs électroniques – photocoupleurs ........ 170

**Radio – TV – Technique générale**

- Le radiocassette **Marantz CRS4083L** ........ 176
- Le radiocassette – TV couleur portable **ORION 7725** ........ 206

**Réalisations**

- Un monitor TV : Le **DMV2** ........ 115
- Réalisez un vumètre crêtemètre à double indication ........ 121
- Un adaptateur de caractéristiques **DIN-CINCH** ........ 127
- Pour notre labo photo : un intégrateur de lumière ........ 133
- Retour sur le capacimètre digital **CX1** ........ 141
- Mini-ordinateur : Le moniteur **TAVBUG** ........ 161
- Réalisez un minigénérateur BF ........ 187
- Réalisez un tuner FM à affichage digital ........ 197

**Electronique et automobile**

- L'amplificateur de puissance pour voiture **PIONEER AD305** ........ 112

**Mesure service**

- L'oscilloscope **HAMEG HM307** ........ 207

**Emission – Réception – Journal des O.M.**

- C.B. L'émetteur récepteur **Concorde HAM INTERNATIONAL** ........ 219
- C.B. Le point de vue des PTT ........ 222
- Journal des O.M. – Modifications pour les transceivers **TS240** et **TS280** ........ 160
- Le récepteur **DRAKE R7** ........ 231

**Divers**

- Le premier salon du modèle réduit ........ 213
- Sélection de chaînes HiFi ........ 223
- Courrier technique ........ 225
- Petites annonces ........ 240
- Carnet d'adresses ........ 243
- Argus ........ 244
- Bloc notes ........ 111 - 132 - 140 - 169 - 177 - 229
- Encart EURELEC ........ 179 - 180



OJD – DIFFUSION · PUBLICITE

Commission Paritaire N° 56 701



Dépôt légal : 2e trimestre 1980
No Editeur : 555
Distribué par « Transport Presse »

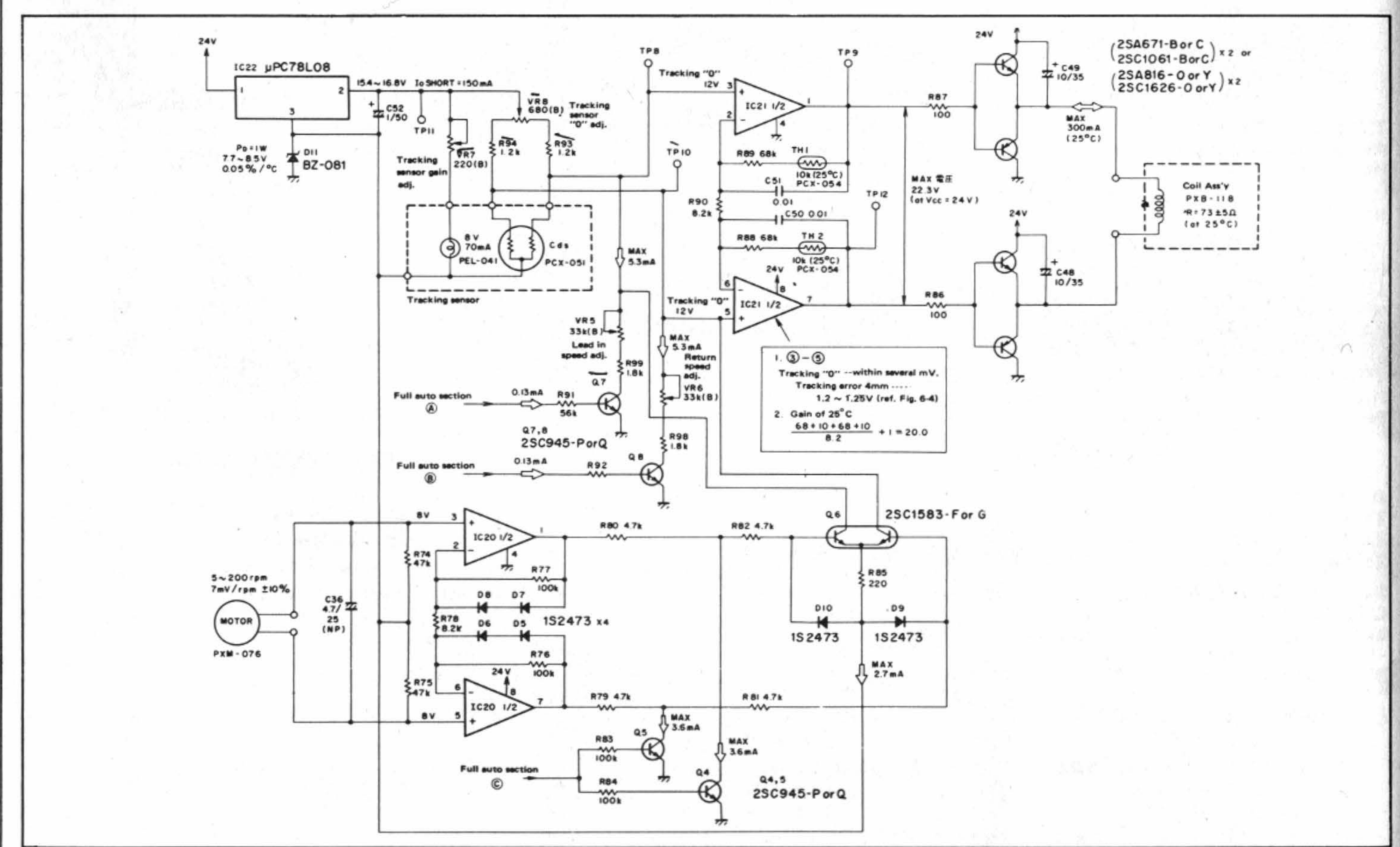
# PLATINE PL-L 1000 : DISSECTION D'UN BRAS TANGENTIEL

*L'anatomie de la PL-L 1000 est si excitante qu'elle mérite bien une leçon. Aujourd'hui, Philippe Folie-Dupart dissèque pour vous le bras tangentiel entraîné par moteur linéaire de la platine PL-L 1000.*

L'erreur de piste, c'était la bête noire des oreilles averties. Qu'ils soient longs comme des tuyaux d'orgue, coudés comme des serpents ou légers comme un déjeuner de carême, les bras classiques ne pouvaient l'éviter. Face à cette contrainte, la réponse des ingénieurs fut le bras tangentiel.

Restait à résoudre le problème des frottements latéraux de la pointe de lecture contre les flancs du sillon. Rien ne sert de lire un disque au millimètre si le diamant laboure la gravure comme un soc de charrue, la terre d'un champ de Beauce. Restait également à trouver la solution au problème le plus délicat : celui du guidage du bras.

Réponse de Pioneer : le moteur linéaire. La naissance de la platine PL-L 1000 fut saluée comme une mini-révolution. Les puristes frémirent d'aise en découvrant son moteur très puissant à entraînement direct piloté par quartz; ils saluèrent son démarrage rapide et précis; ils apprécièrent sa facilité d'utilisation grâce aux commandes



frontales. Et ils essayèrent de percer le secret du détecteur d'erreurs de pistes, un des trois circuits fondamentaux qui composent l'ensemble du mécanisme d'entraînement du bras. Grâce à ce circuit, la PL-L 1000 ne se trompe jamais de piste. La raison? Suivez le schéma! Lorsque la pointe de lecture forme un angle droit avec son support, le rayon de la lampe (figure 1-2) se partage en 2 pinceaux égaux. Ainsi une même qualité de lumière atteint les deux cellules photo-électriques au sulfure de cadium (CDS). Conséquence : les résistances de ces cellules reçoivent un même voltage. Un pont de

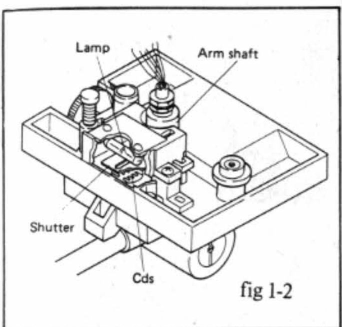


fig 1-2

Wheatstone est ainsi formé entre les deux cellules, les résistances R 93, R 94 et la résistance variable VR 8. Cette dernière est conçue pour que la différence de potentiel entre les deux bornes TP 8 et TP 10 soit nulle lorsque l'angle est droit.

### *Une pointe de lecture qui sait se tenir : le moindre écart de conduite est décelé et corrigé immédiatement.*

Si un écart vers la droite ou la gauche survient au niveau de la tête de lecture, la quantité de lumière qui parvient aux cellules photo-électriques n'est plus égale. Le circuit électrique est modifié. Une différence de potentiel (DDP) apparaît entre les bornes TP 8 et TP 10. (La relation entre la pointe de lecture et la DDP est représentée sur la figure 1-3.) La résistance variable VR 7 intervient alors pour corriger cet écart.

Ainsi, lorsque l'angle formé par la pointe de lecture et son support est droit, le pont est équilibré et l'ensemble reste fixe. Si, en revanche, la pointe de lecture se déplace, une différence de potentiel apparaît. Ce signal

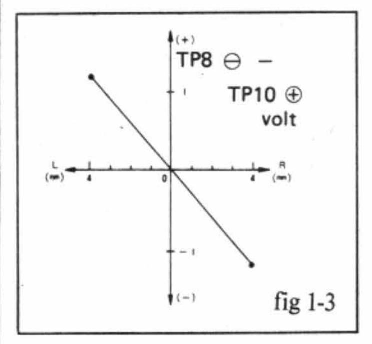


fig 1-3

est amplifié dans le circuit d'entraînement du bras et produit un courant dans un bobinage. Le support se déplace alors pour retrouver immédiatement la position optimum (durant la lecture du disque ou du déplacement manuel du bras).

### *Résistances, lampes, cellules : minimum de pièces mécaniques pour lire le son tel qu'il a été gravé.*

Lors du positionnement initial du bras sur le disque, la lampe Q 7 est branchée et un courant passe entre les résistances R 93 et R 99 via la résistance variable VR 5. Une DDP positive est créée entre les bornes TP 8 et TP 10 en raison de la diminution du voltage dans la résistance R 93, produisant un déplacement du support vers la gauche. La vitesse est contrôlée grâce à un ajustement du courant par la résistance variable VR 5.

Durant la phase de retour du bras ou de relecture, un phénomène analogue au précédent se produit au niveau de la lampe Q 8 et des résistances R 94, R 98, VR 6. Mais la polarité est inversée.

Minimum de pièces mécaniques, longévité des cellules CDS : la plupart des risques traditionnels de disfonctionnement des bras tangentiels est exclu.■

**P.F.D.**




# AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR VOITURE PIONEER AD305 LE BOOSTER DISCRET

**DISCRET, cet amplificateur de puissance pour voiture, plus communément appelé « booster » l'est ; par sa taille sans doute, mais aussi par la technologie qui a été utilisée ici. Beaucoup de boosters du commerce offrant une puissance comparable à celle du 305, utilisent des amplificateurs à circuits intégrés, ici, Pioneer fait un pas en arrière et exploite les transistors discrets. Cette exploitation se traduit par la production d'une puissance élevée avec un taux de distorsion qui n'est pas prohibitif.**

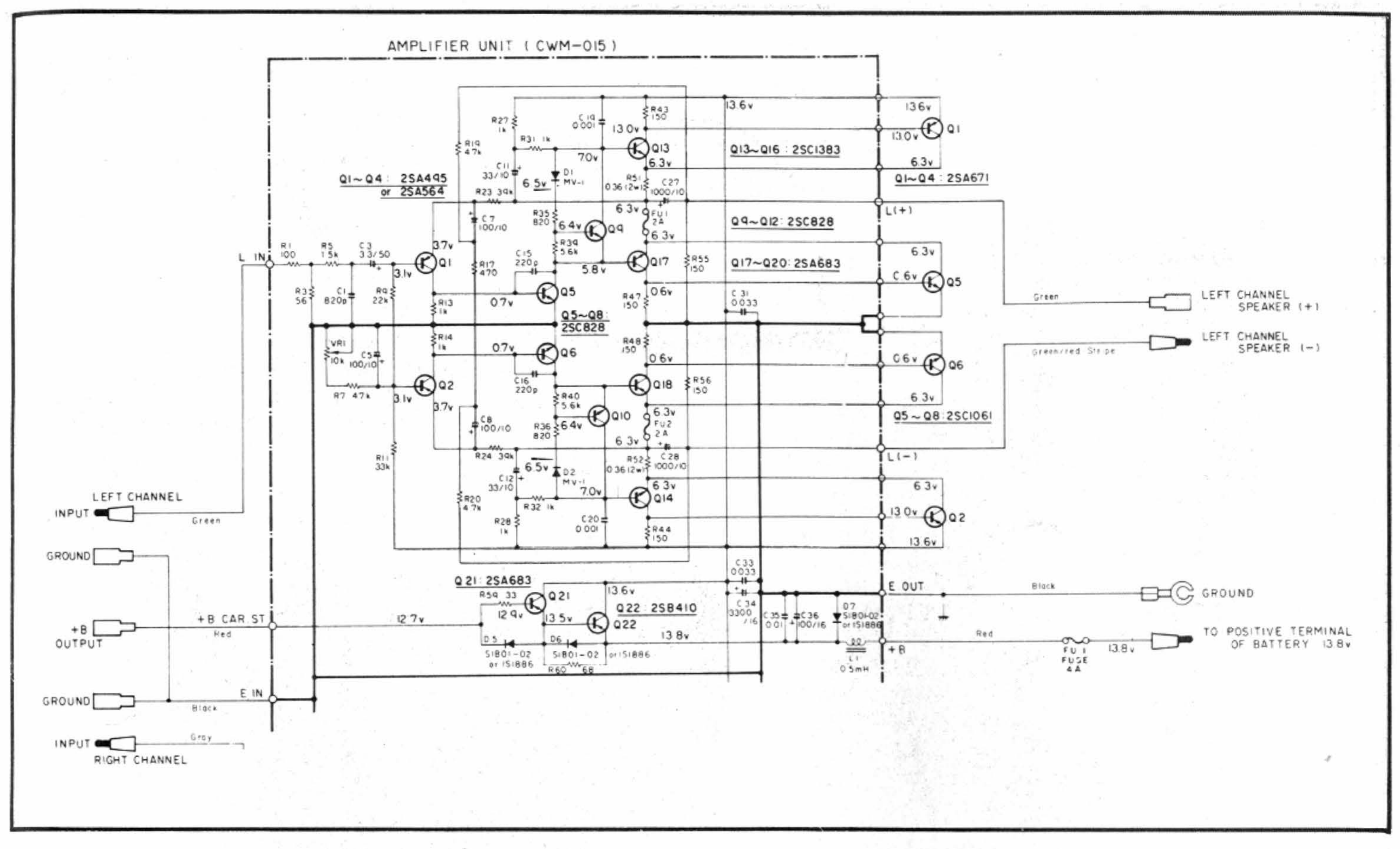
## Présentation

Nous tombons dans le classicisme avec le boîtier de l'AD305. Le coffret est en tôle d'acier emboutie, la plaque de fond est équipée de pattes de fixation, un capot est maintenu par deux vis à tête cruciforme et deux radiateurs servent de côtés, leurs ailettes étant orientées dans la grande dimension de l'ampli.

Deux séries de fils sortent par l'une des extrémités, d'un côté les entrées avec l'alimentation, de l'autre les sorties pour les haut-parleurs.

## Etude technique

Les principes, permettant de tirer une puissance importante d'un amplificateur alimenté par une batterie de 12 V ne sont pas très nombreux. Historiquement, nous pouvons citer le transformateur de sortie qui permet à l'amplificateur de voir la




charge sous une très faible impédance, ce qui suppose que l'amplificateur est capable de sortir un courant très élevé sans distorsion harmonique. Le transformateur de sortie à l'inconvénient d'être lourd et encombrant, c'est un composant relativement cher, ce qui explique son abandon. La seconde solution, c'est de remonter la tension de la batterie, ce qui se faisait dans les autoradios lorsqu'ils étaient équipés de tubes qui demandaient une tension élevée. Le vibreur était à l'honneur avec un manque de fiabilité incontesté. Aujourd'hui, on peut faire appel aux convertisseurs continu/continu permettant de sortir la trentaine de volts nécessaires. Cette solution est encore chère mais permet de n'avoir qu'un amplificateur de puissance par canal à la place du pont.

Cette technique s'utilise à l'heure actuelle, dans des amplificateurs de très forte puissance exigeant beaucoup de la batterie de la voiture.

La formule la plus à la mode, c'est le montage en pont. Ce montage exploite deux amplificateurs par canal, deux amplificateurs alimentés en opposition de phase, lorsque la tension de l'un est positive, celle de l'autre est négative, ce montage permet de sortir une tension crête à crête qui, théoriquement serait de deux fois la tension d'alimentation.

Le booster de Pioneer est construit suivant cette technique, Pioneer a utilisé ici plusieurs solutions originales comme des transistors de sortie montés en paire super alpha ou Darlington inversé et une commutation de l'amplificateur de puissance par détection de consommation du récepteur autoradio.

## Les amplificateurs de puissance

Dans un amplificateur classique, le signal de sortie est pris entre la masse et un point chaud, nous avons un point commun avec la masse, dans les amplificateurs en pont, la sortie se fait entre les deux points chauds des amplificateurs, les deux haut-parleurs ne doivent alors pas avoir de point commun.

L'AD305 possède quatre amplificateurs identiques deux à deux. Nous n'avons fait figurer ici que la moitié du schéma de principe, l'autre étant bien entendu identique. La configuration du montage push-pull est un classique du genre, le signal arrive sur un circuit à basse impédance permettant de charger la sortie de l'autoradio. Une résistance série de 100 Ω est suivie d'une de 56 Ω pour constituer un pont diviseur. Ce pont est suivi d'un filtre RC : 1,5 kΩ, 820 pF évitant une introduction de parasites à l'entrée de l'amplificateur.

Si on veut attaquer l'amplificateur par un préampli ayant une impédance de sortie plus élevée que celle d'un ampli d'autoradio, il est possible de couper la résistance de 56 Ω, celle de 100 Ω ne perturbera pas le fonctionnement de l'amplificateur. Pour cette opération, on enlève le capot et on cherche. On trouve deux fils vert et gris et, à côté, des résistances de 100 Ω et de 56 Ω. Une pince coupante, et le tour est joué...

Nous arrivons maintenant sur la base du transistor $Q_1$ dont l'émetteur est relié à la sortie par un réseau de contre-réaction permettant de stabiliser le point de fonctionnement. Le courant de collecteur de $Q_1$ est envoyé dans la jonction base/émetteur de $Q_5$ dont le collecteur est chargé par le circuit de polarisation des transistors de sortie et par un montage « boostrap » ($C_{11}$) permettant d'alimenter les résistances de charge pour les alternances positives.

Les transistors de sortie sont des paires complémentaires, prenons par exemple $Q_1$ et $Q_{13}$, le collecteur de $Q_1$ est relié à l'émetteur de $Q_{13}$, une résistance permettant d'appliquer une contre-réaction de courant. Le courant de collecteur de $Q_{13}$ va maintenant aller dans la jonction base-émetteur de $Q_1$. Cet ensemble se présente avec un gain égal au produit des gains des deux transistors. L'avantage par rapport au darlington est que la chute de courant à la saturation, dans ce montage, est inférieure à celle d'un darlington classique.

Le second transistor de puissance, $Q_5$ est monté de façon similaire, cette fois, le transistor est monté avec un fusible de protection remplaçant la résistance d'émetteur.

Le transistor $Q_2$ est monté avec sa base à la masse, la tension de sortie du premier

étage qui la commande est transmis par la résistance $R_{17}$.

## La commutation

La tension d'alimentation arrive sur l'amplificateur par un fusible FU1, installé dans le cordon d'arrivée du courant. Une inductance de 0,5 mH et des condensateurs de filtrage, éliminent les résidus d'allumage et de charge de la batterie. Une diode, montée en inverse, protège l'amplificateur contre les inversions d'alimentation, elle fera sauter le fusible FU1 en cas de problème.

Le courant sort de l'amplificateur par la prise + OUTPUT et traverse les deux diodes $D_5$ et $D_6$. Une partie du courant est dérivée par les jonctions des transistors $Q_{21}$ et $Q_{22}$. Le transistor $Q_{22}$ se met donc à conduire si il y a une consommation et alimente l'amplificateur de puissance. Ce transistor fait légèrement chuter la tension d'alimentation de l'ampli.

## Réalisation

L'utilisation de profilés de refroidissement spéciaux a permis un montage facile des semi-conducteurs de puissance, ces derniers sont légèrement inclinés et leur vis de fixation peut être enlevée très aisément pour leur remplacement. Les condensateurs verticaux, condensateurs soumis en général à de rudes épreuves vibratoires, sont fixés par une colle, colle que l'on retrouve pour le maintien des fusibles d'émetteur des transistors de puissance. Les résistances, disposées elles aussi verticalement, ont l'un de leurs fils de connexion isolé par une peinture, l'ensemble devrait donc être apte à résister à toutes les épreuves, pavés du Nord y compris !

## Mesures

Comme on le sait, la puissance de sortie d'un amplificateur varie avec la tension d'alimentation, parallèlement, la distorsion augmente avec la puissance de sortie. Nous donnerons donc ici des puissances pour un taux de distorsion harmonique déterminé. Ce taux de distorsion harmonique est de 1 %, avec une tension d'alimentation de 12 V qui est celle d'une batterie au plomb au cours de sa décharge, la puissance de sortie sur charge de 4 $\Omega$ est de 9 W, avec une tension d'alimentation de 15 V, nous arrivons à obtenir une tension de sortie de 7,8 V et par conséquent une puissance de 15,2 W.

La sensibilité d'entrée de l'ampli est de 2,1 V pour une puissance de sortie de 15,2 V avec une tension d'alimentation de 15 V. Sur 12 V, cette sensibilité, pour la puissance maximale définie ci-dessus est de 1,8 V.

Le rapport signal/bruit est de 107 dB, c'est excellent.

## Conclusions

L'utilisation d'une structure d'amplificateurs à transistors complémentaires et montage en pont, a permis de tirer une puissance importante avec un taux de distorsion harmonique réduit. Les constructeurs ont l'habitude de donner dans leurs caractéristiques, la puissance maximale associée à un taux de distorsion de 10 %. Il n'est pas nécessaire ici, de faire appel à cet artifice pour arriver à tirer une quinzaine de watts par canal. On aurait pu s'étonner également de constater l'absence de circuits intégrés, si ces composants facilitent le montage des amplis et rendent la conception plus rapide, ils ne permettent pas, en général, d'obtenir une puissance comparable, pour un taux de distorsion identique. Nous avons noté également une simplification des liaisons avec l'autoradio, une seule commande de mise en route suffit.

# bloc-notes

## Un nouveau multimètre : le Metravo 2 H

En complément de sa gamme de multimètres analogiques, CEM Cie Electro-Mécanique propose le nouvel appareil Metravo 2 H destiné à la mesure de tensions, courants et résistances.

D'un emploi universel dans les domaines de l'électrotechnique et électronique le Metravo 2 H possède 36 gammes :

- gammes de tension : 0,15 à 1 000 V continu, 1,5 V à 500 V alternatif ;
- gammes de courant : 50 $\mu$A à 15 A continu, 1,5 mA à 15 A alternatif ;
- résistances d'entrée 20 k$\Omega$/V continu / 4 k$\Omega$/V alternatif.

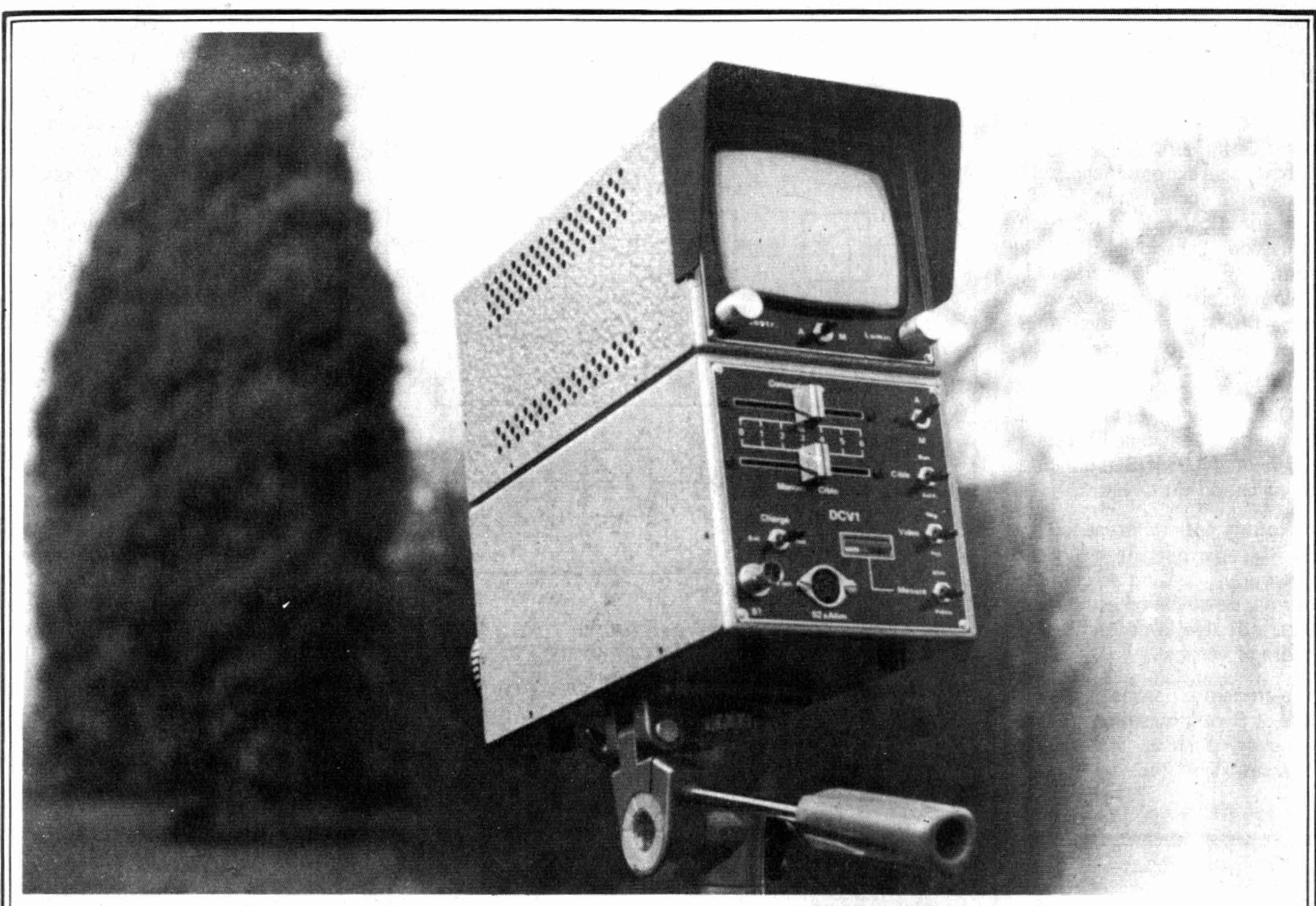
Un seul sélecteur pour toutes les gammes avec échelles à miroir anti-parallaxe - classe de précision 2,5.

L'équipage de mesure magnéto-électrique à aimant central monté sur pivots à crapaudines est muni de diodes de protection.

Deux câbles de mesure protégés avec pointes de touche inamovibles (jeu de câbles KS 17) ou deux câbles de mesure avec fiches bananes (jeu de câbles KS 19) peuvent être livrés en accessoires.

Les douilles de raccordement sont protégées contre les contacts fortuits. Elles admettent aussi bien les câbles de mesure protégés que les câbles de mesure ordinaires avec fiches bananes standards (Ø 4 mm).

Cet appareil répond aux normes de sécurité électrique et mécanique selon les normes DIN, VDE et CEI.



# UN MONITOR TV LE DMV2

## (Deuxième partie)

## - 7 -

### Etage de sortie trame

La dent de scie que nous venons de fabriquer doit être amplifiée pour pouvoir assurer le balayage vertical du tube cathodique. La mission est confiée à un circuit intégré linéaire : le TBA810SH. Ce circuit est en réalité, un simple ampli BF, de puissance maximum 4,5 W et de bande passante 20 kHz.

La mise au point de l'étage s'est finalement révélée plus difficile que celle d'un montage équivalent à composants discrets. Mais... mode oblige !!

La figure 10 donne la structure interne très simplifiée du TBA810SH. L'entrée du CI se fait sur le picot 8. On y applique la dent de scie générée ci-dessus. La tension de sortie amplifiée est disponible sur le picot 12. Elle est appliquée à l'enroulement trame du déviateur, à travers $C_{38}$.

Mais, pour obtenir un balayage bien linéaire, les choses ne sont pas si simples et nécessitent la mise en œuvre de plusieurs corrections :

- Une contre-réaction en continu, se faisant sur la broche 5, à travers $R_{31}$.
- Une contre-réaction alternative sur le picot 4, à travers $C_{37}$ (contre-réaction de tension).
- Une autre contre-réaction alternative sur le picot 6. Cette fois c'est le courant de déviation qui développe aux bornes de la résistance $R_{43}$ de 1 $\Omega$, la tension nécessaire (contre-réaction d'intensité). L'application se fait à travers $C_{33}$.
- De plus, il faut maintenant prévoir un réglage de la forme du courant de balayage, d'une part pour corriger la forme exponentielle de la dent de scie incidente, mais aussi pour avoir un réglage souple de la géométrie verticale de l'image. Pour cela, il faut préciser le rôle exact de la contre-réaction de courant : agissant déjà sur l'entrée 6. Remarquons que le condensateur $C_{30}$ de la figure simplifiée 10, ne retourne pas exactement à la masse dans la figure 2 complète : ce retour se fait à travers $C_{31}$ de forte valeur relative, donc sans importance du point de vue constante de temps de la dent de scie. Mais la tension de contre-réaction de courant, intégrée par $R_{29}$, $P_5$ et $C_{31}$ donne une tension parabolique au pied de $C_{30}$ et dont la courbure est de sens contraire de celle de l'exponentielle de dent de scie. On comprend facilement que l'addition de ces

deux courbures opposées, avec une proportion ajustable par $P_5$ parvienne à faire une compensation à peu près parfaite. On comprend mieux aussi l'intérêt de générer une dent de scie exponentielle, permettant la correction de linéarité aussi bien dans un sens (plus de parabole) que de l'autre (moins de parabole). Cela n'aurait été possible que dans un seul sens, avec une dent de scie bien linéaire au départ.

On peut voir, figure 16, la forme de la tension existant en sortie du TBA810SH, donc au point chaud du déviateur.

Notons enfin la présence de $P_6$-$R_{35}$, permettant d'ajouter un courant continu au courant normal de déviation et rendant ainsi possible la correction de cadrage vertical.

L'étude des parties « Balayages et Synchronisation » étant achevée, passons à l'examen des circuits Vidéo.

## – 8 –
## Entrée « vidéo-synchro » (fig. 12)

Les signaux vidéo composite, issus normalement de la caméra, sont envoyés sur $T_3$ monté en suiveur de tension. La diode $D_{13}$ sert à assurer une impédance d'entrée suffisante lorsque le monitor n'est pas sous tension, tout en étant connecté à la caméra. Le transistor $T_4$ est un inverseur à gain unitaire. Sur son collecteur, la vidéo est donc négative. La liaison avec le circuit intégré TBA970 est assurée par un transistor disponible dans le boîtier du CI et y portant le numéro $T_{40}$ (voir fig. 13). L'admissibilité vidéo est de 1 Vcc, potentiomètre $P_7$ en butée. Cette valeur étant actuellement normalisée dans les équipements vidéo. On peut cependant l'amener à 2 Vcc par $P_7$. Le + 10 V, soigneusement filtré par $L_1$, $C_{49}$, $C_{47}$ et $C_{46}$ assure l'alimentation de ces trois transistors.

Le signal vidéo disponible

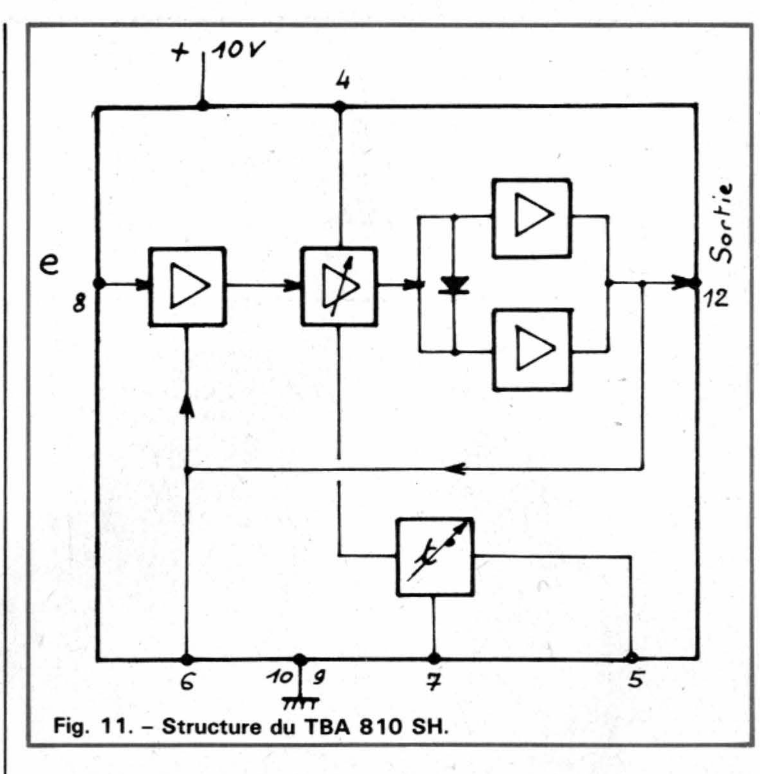


**Fig. 11. – Structure du TBA 810 SH.**

sur le collecteur de $T_{40}$ (picot 6) est envoyé :

– Vers l'étage **d'adaptation synchro.** Il faut en effet, nous l'avons déjà signalé, amener le niveau à 3 Vcc pour piloter correctement le TDA1026. On envoie donc la vidéo négative vers un étage amplificateur $T_5$, suivi d'un collecteur commun, $T_6$ sur l'émetteur duquel on dispose à la fois des 3 Vcc nécessaires, mais aussi de la polarité vidéo indispensable au TDA1026. La basse impédance de sortie de $T_6$ facilite la liaison inter-platines.

– Vers l'entrée effective du TBA970 (picot 3) après dosage de l'amplitude par $P_7$.

## – 9 –
## L'amplificateur final vidéo

Le TBA970 est un circuit intégré développé par Siemens et qui permet l'amplification vidéo avec les particularités suivantes :

– Commandes incorporées de contraste et de luminosité.

– Circuits d'alignement au niveau du noir.

– Régulation au niveau du noir, sur l'émetteur de $T_7$, combinée avec la commande de lumière.

– Sortie en collecteur commun favorable à l'attaque de $T_7$.

– Admissibilité vidéo de 1,6 Vcc max.

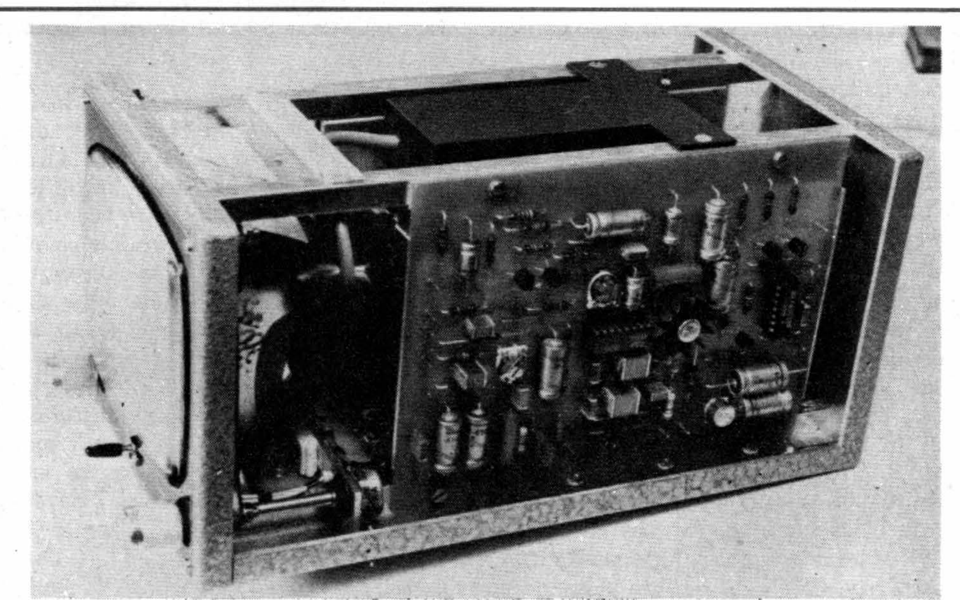
– Bande passante de 6 MHz à – 3 dB ou de 9 MHz à – 6 dB.

– Alimentation : 15 V/36 mA.

Le TBA970 ne contient pas moins de 41 transistors et de 52 résistances ! (voir fig. 13). Signalons que, bien que prévu normalement par Siemens pour une attaque en vidéo positive, le TBA970 se comporte parfaitement avec une attaque en négatif, comme nous le faisons dans le DMV2. Cette particularité de fonctionnement étant rendue nécessaire par.... le type de tube cathodique utilisé !

En effet, normalement, tous les tubes cathodiques de TV sont attaqués sur la cathode ! Donc en polarité négative. Tenant compte de l'inversion inévitable de polarité apportée par le transistor final vidéo, le préamplificateur TBA970 doit alors fournir de la vidéo positive et comme il est non inverseur, il faut l'attaquer dans le même sens. D'où la conception du circuit par Siemens !

Malheureusement, dans le cas du petit tube cathodique utilisé et apparemment de


**Photo D. – Autre vue intérieure du DMV2, cette fois du côté de la vidéo. Une étude mécanique très poussée, des circuits électriques sûrs, rendent cette réalisation finalement très facile à mener à son terme !**

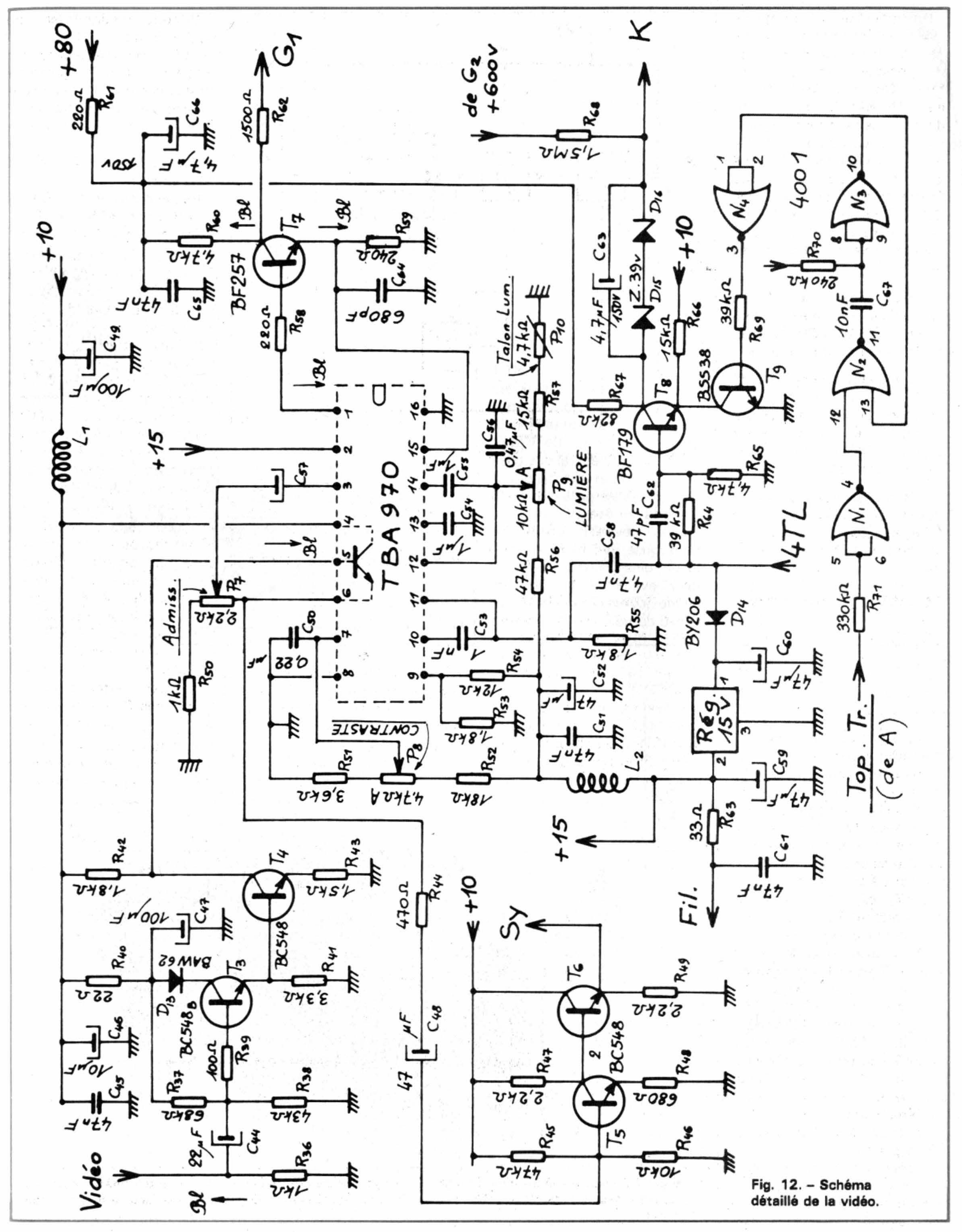



**Fig. 12. – Schéma détaillé de la vidéo.**

beaucoup de tubes similaires destinés aux monitors ou télés miniatures, le potentiel de l'électrode de concentration statique $G_4$ est très critique ! Comme la référence de ce potentiel, pour le tube, est la tension de cathode, toute modulation sur cette électrode entraîne inévitablement une modulation sur $G_4$ et partant, la concentration devient fonction du contenu de l'image : il apparaît le défaut caractéristique de déconcentration dans les blancs de l'image. C'est pour le moins fâcheux !!

Voulant une image de grande qualité, il nous a donc fallu abandonner la modulation par la cathode... et utiliser la modulation par le wehnelt ($G_1$) de polarité contraire, évidemment d'où l'obligation de l'attaque du TBA970 en négatif comme dit plus haut !

En observant la figure 13, on constate que le TBA970 est essentiellement constitué d'étages différentiels, comme cela est fréquent en intégration linéaire. La commande de contraste, c'est-à-dire de gain vidéo, se fait par le picot 7, sur lequel on injecte une tension variable par $P_8$. Les tensions vidéo apparaissent sur le collecteur de $T_{22}$ de la figure 13 et sont « musclées » par $T_{33}/T_{34}$. Elles sont alors disponibles en sortie 1.

La polarisation de $T_{22}$ règle le niveau moyen, donc la luminosité. Cela s'obtient à travers $T_{23}$, par les étages différentiels $T_{27\text{-}28\text{-}29\text{-}30}$. La base de $T_{27}$ est contrôlée par le potentiomètre de luminosité $P_9$. **Si la tension augmente sur le picot 12, la luminosité diminue.**

L'entrée symétrique : picot 13, base de $T_{30}$, agit en sens contraire et va servir à aligner la luminosité de l'image au niveau du noir. Il est en effet indispensable de maintenir les détails noirs de l'image, toujours au noir exact, même si le contraste diminue. Ce n'était pas le cas, en général des téléviseurs noir et blanc, grand public, dans lesquels lorsque le contraste était diminué, l'image devenait uniformément grise, les blancs devenant moins brillants, mais les noirs devenant gris, donc plus lumineux. Avec l'alignement au niveau du noir, la réduction du contraste ne joue que sur les blancs, le noir restant au niveau exact fixé par ailleurs par le potentiomètre de luminosité.

Rappelons que la référence « NOIR » n'existe dans le signal vidéo que pendant les paliers précédant et surtout, suivant les impulsions de synchronisation (voir oscillogramme du bas de la figure 15. Il faut donc réaliser un « échantillonneur » ne lisant la vidéo que pendant le palier arrière de ces impulsions !

Le TBA970 prévu pour une telle mission dispose d'entrées spéciales de commutation dites « Key inputs » et disponibles aux picots 10 et 11. Ces entrées commandent la conduction des transistors $T_{35}$, $T_{36}$, $T_{37}$ et $T_{38}$.

La table de vérité du système est la suivante :

| Picot 10 Base $T_{38}$ | Picot 11 Base $T_{36}$ | Emetteur de $T_{35}$ |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Comme on le constate, seul l'état de la troisième ligne fait passer l'émetteur de $T_{35}$ au niveau 1 et en conséquence rend conductrice la paire $T_{31}/T_{32}$ reliant l'entrée 15 au picot 13.

Voyons maintenant comment cet état passant est obtenu :

Les entrées 10 et 11 sont commandées par le signal 4TL, provenant du transfo de sortie lignes et survenant pendant le retour. Ce signal subit une double différentiation illustrée par les oscillogrammes de la figure 15 et conformément au schéma simplifié de la figure 14. La première différentiation par $C_{58}$ et $R_{55}$ produit un premier décalage du signal et la seconde par $C_{53}$ et la résistance interne $R_{51}$, en produit un second. Noter la

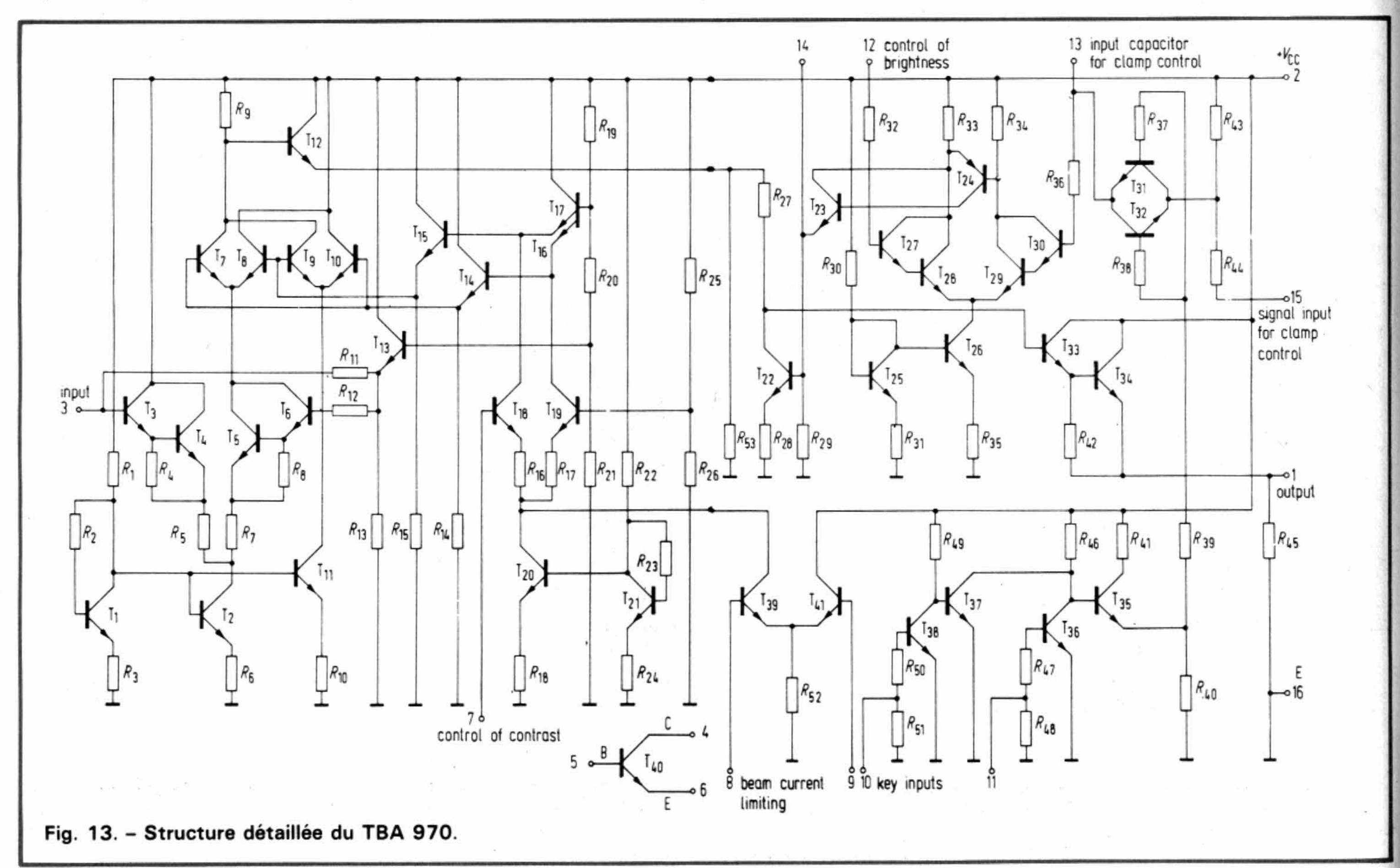



**Fig. 13. – Structure détaillée du TBA 970.**

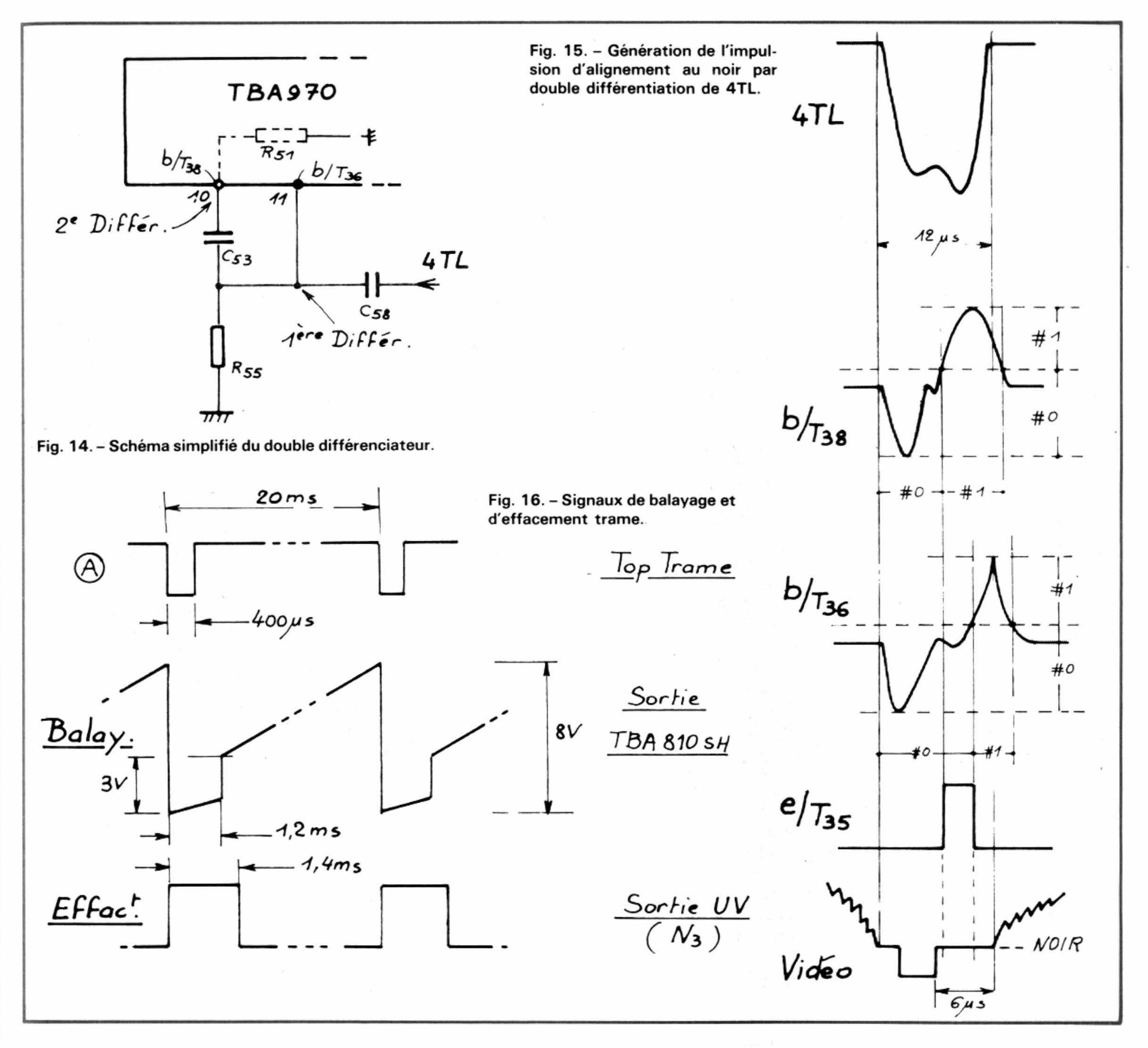



**Fig. 14.** – Schéma simplifié du double différenciateur.

**Fig. 15.** – Génération de l'impulsion d'alignement au noir par double différentiation de 4TL.

**Fig. 16.** – Signaux de balayage et d'effacement trame.

position des niveaux équivalents à 0 ou à 1 dans les deux oscillogrammes de la figure 15. Pendant la période où l'on a « 1 » sur la base de $T_{38}$ et « 0 » sur celle de $T_{36}$, la tension sur l'émetteur de $T_{35}$ passe elle-même à « 1 ». On peut constater que cela survient précisément dans le palier arrière de l'impulsion ligne.

A cet instant précis la paire $T_{31}$-$T_{32}$ est donc conductrice et la tension prélevée sur l'émetteur du final vidéo $T_7$ appliquée à l'entrée 15 est transmise à la sortie 13 où elle est mise en mémoire par une capacité de valeur juste suffisante pour conserver l'information « NOIR » pendant la durée d'une ligne.

La tension ainsi mémorisée est appliquée à la base de $T_{30}$, par $R_{36}$ (fig. 13). Cette base agissant en sens inverse du potentiomètre de lumière, rappelons-le ! Imaginons un instant que le niveau du noir se dérègle et se déplace vers le blanc ! Alors le potentiel de l'émetteur de $T_7$ baisse, ce qui provoque une baisse corrélative du niveau de la lumière. L'alignement automatique au niveau du noir est bien obtenu.

Les impulsions négatives 4TL sont par ailleurs redressées par $D_{14}$. Fortement négatives, mais peu positives, elles ne donnent que quelque + 8 à + 10 V, mais le retour de l'enroulement 3-4 du transfo de lignes se faisant au + 10 V, ces quelques volts s'ajoutent à la tension d'alimentation générale, de sorte que l'on obtient + 18 V environ aux bornes de $C_{60}$. Un régulateur intégré TDA1415 (ou similaire) stabilise cette tension en fixant son potentiel à + 15 V, nécessaires au bon fonctionnement du TBA970. Accessoirement la tension de + 15 V assure aussi l'alimentation du filament du tube cathodique, à travers une résistance $R_{63}$ ramenant à 12 V, la tension effective appliquée à ce filament.

## 10. Sortie vidéo

C'est un étage classique, équipé d'un transistor BF257, avec radiateur. La modulation par le wehnelt du tube cathodique, comme la modulation cathode, d'ailleurs, impose des amplitudes nécessitant une tension d'alimentation de + 80 V, fournis, nous l'avons vu, par l'étage de sortie lignes.

NB. Signalons que les tensions + 15 V et + 80 V sont également dirigées vers le connecteur de liaison moniteur/extérieur, pour l'alimentation éventuelle de l'adaptateur UHF.

## - 11 - Les effacements

Pour supprimer toute possibilité d'apparition des traces de retour, soit lignes, soit trame, des circuits d'effacement ont été prévus.

**a) Effacement lignes**

Encore effectué par le signal 4TL, décidément bie utile (voir fig. 12). En supposant $T_9$ conducteur, l'émetteur de $T_8$ est à la masse. Les signaux 4TL sont appliqués à travers le diviseur de tension $R_{63}$-$R_{64}$ sur la base de $T_8$. Pendant la ligne utile, $T_8$ conduit et sa tension collecteur est nulle. Au contraire, pendant le retour, $T_8$ est bloqué et sa tension collecteur est de + 80 V.

**b) Effacement trame**

Si l'effacement trame était réalisé sommairement, comme cela se fait souvent, par l'impulsion de retour disponible aux bornes de la bobine verticale du déviateur, la durée d'effacement serait mal définie et dépendrait de l'amplitude verticale. De plus, nous désirons un effacement de 1 400 µs et nous n'aurions dans ce cas que 1 200 µs (voir fig. 16). Il nous a donc semblé indispensable de fabriquer spécialement un signal calibré de blanking trame. Cette mission est d'ailleurs très simple pour le monostable C.MOS bâti avec un circuit 4001 très courant. L'impulsion de trame A (fig. 16) est inversée par $N_1$ (fig. 12) et déclenche le monostable $N_2$-$N_3$. La constante de temps de l'impulsion générée est de 1 400 µs. $N_4$ inverse et donne une impulsion négative provoquant le blocage de $T_9$, d'où celui de $T_8$, dont l'émetteur passe alors à + 10 V.

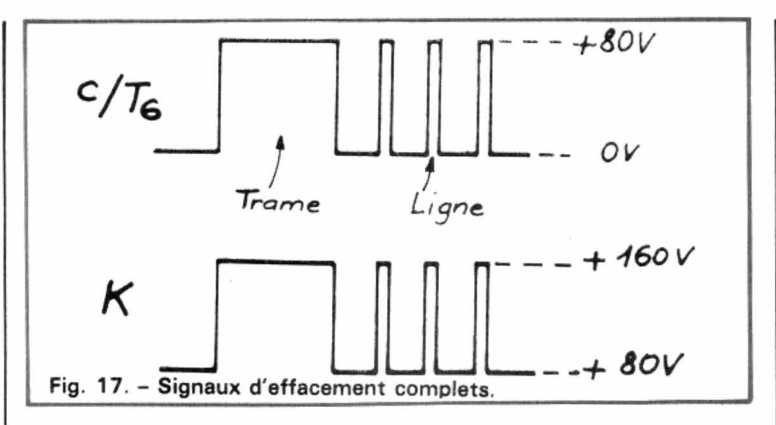


Fig. 17. – Signaux d'effacement complets.

Finalement le signal disponible sur le collecteur de $T_8$ est donné en figure 17. Le niveau est de + 80 V pendant les retours, que ce soit de lignes ou de trame. Il est de 0 V pendant les allers de balayage. Ce signal est appliqué à la cathode du tube. (La déconcentration s'en suivant est totalement invisible... et pour cause, puisque le tube est bloqué !)

La liaison à la cathode pose un petit problème ! En effet la liaison capacitive est interdite à cause de la résistance élevée nécessaire entre cathode et masse, ce qui détruirait la qualité de l'alignement au niveau du noir. Il faut donc une liaison continue. Mais il faut compter alors avec le point de fonctionnement du tube cathodique, nécessitant une tension cathode positive par rapport au wehnelt !. Il faut donc décaler la tension collecteur de $T_8$ de quelque + 80 V. Cela est obtenu en intercalant dans la liaison deux zeners de 39 V, dont la polarisation est effectuée par l'intermédiaire de la tension de + 600 V disponible, transmise à travers la résistance de limitation de débit $R_{68}$. Ainsi le signal cathode est celui de la figure 17.

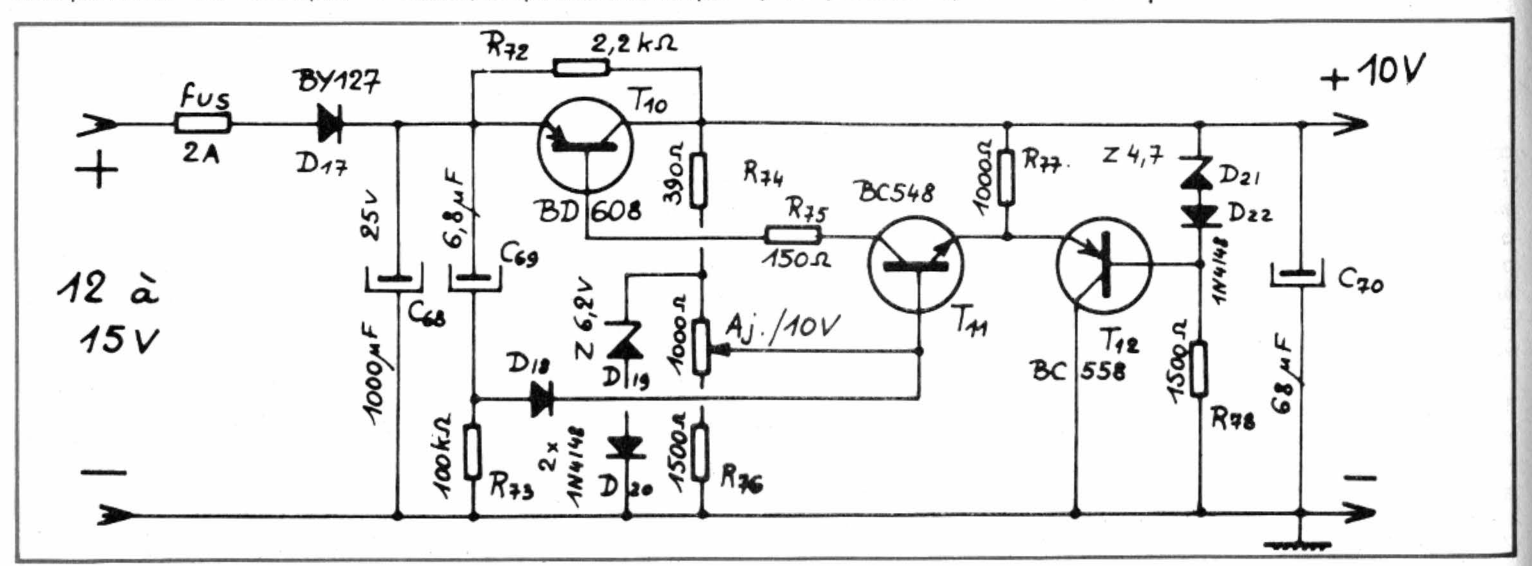
Le condensateur $C_{63}$ assure l'extinction du spot à l'arrêt de l'appareil, en provoquant un blocage du tube pendant quelques secondes.

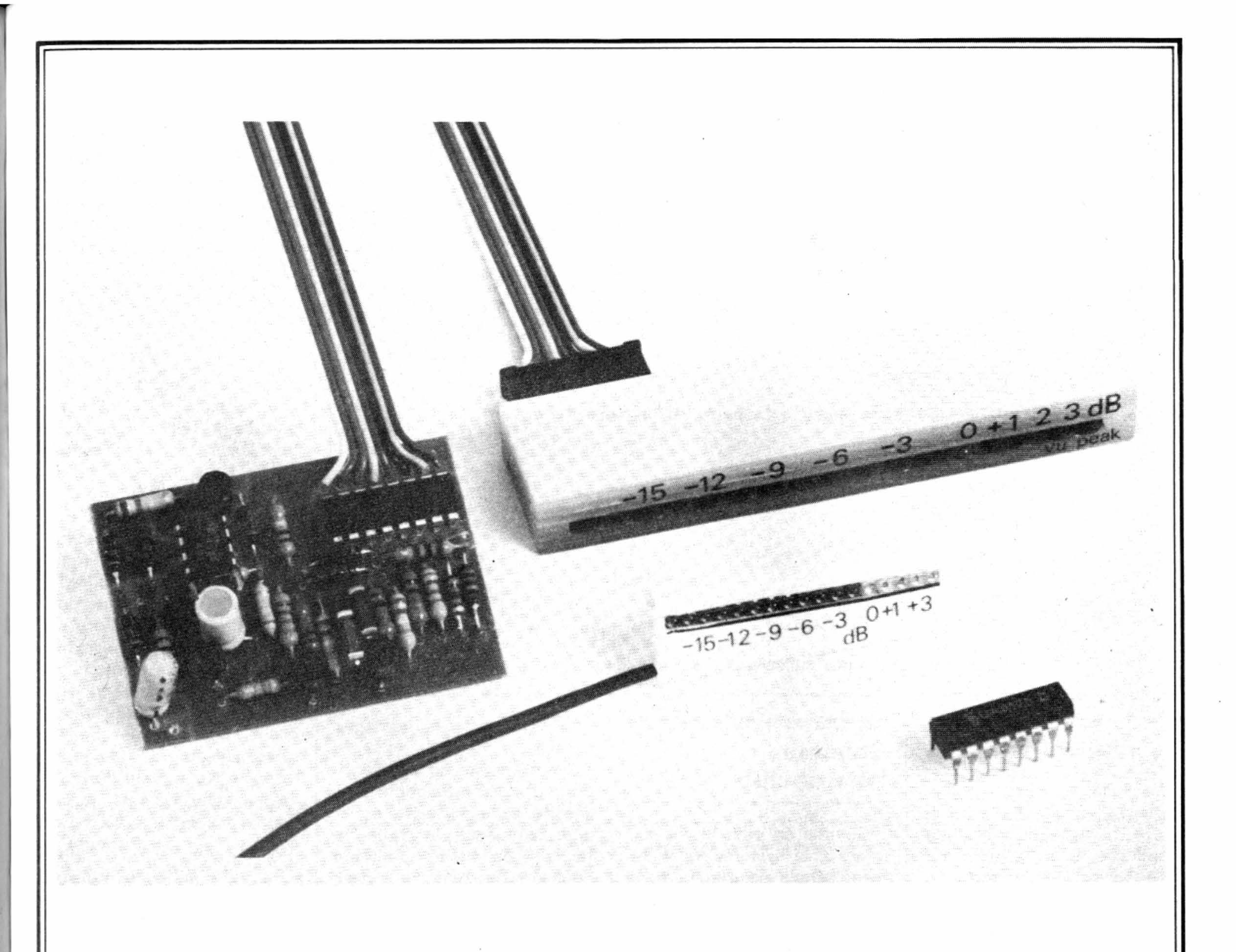
## - 12 - L'alimentation (voir fig. 18)

Nous n'avons pas fait d'effort d'imagination et avons simplement repris le schéma de l'alimentation de la caméra, avec de plus un désir d'homogénéité. Le montage permet d'obtenir aisément + 10 V à partir de 12 V, ce que ne permettent pas certains régulateurs intégrés. Rappelons aussi la protection efficace contre les courts-circuits. Le réarmement se fait par coupure de l'alimentation 12 V, puis remise sous tension. La tension de + 10 V est distribuée aux divers étages à travers des cellules de découplages efficaces. On notera en particulier, l'utilisation de diverses inductances d'arrêt, bloquant les tensions parasites provenant essentiellement de l'étage de sortie lignes. C'est d'ailleurs cet étage qui est le gros consommateur de courant. Nous arrivons à une consommation globale de 900 mA environ. Il est possible de faire mieux... à condition de réduire la THT et du même coup les puissances nécessaires aux balayages. Mais la perte de qualité d'image en résultant est très nette. Le jeu n'en vaut pas la chandelle !

Il nous reste, après cette étude théorique, à vous donner rendez-vous, le mois prochain pour la réalisation du DMV2. Nous vous rappelons la nécessité de contacter rapidement l'auteur pour la demande de fourniture du transfo de sortie lignes, pour le déviateur et les pièces de fixation du tube.

**F. THOBOIS**






# REALISEZ UN VUMETRE CRETEMETRE A DOUBLE INDICATION

L'APPAREIL de visualisation audio que nous proposons ici est double. Il n'est pas stéréophonique mais offre deux possibilités d'indication d'un niveau sonore, le premier niveau est un niveau de crête, un niveau instantanné que l'on utilisera pour indiquer un risque de saturation de circuit électronique, le second est un niveau type VU, l'indication sera freinée par rapport à celle de crête.

Les indicateurs de modulation sont utiles pour contrôler les enregistrements magnétiques. Les magnétophones à cassette ne disposent pas toujours des indications permettant de couvrir tous les cas d'utilisation. Souvent ils n'ont qu'un indicateur à aiguille lent à répondre mais donnant une information permettant d'ajuster l'équilibre sonore, plus rarement, l'indication de crête est assurée, parfois par une simple diode LED ; parfois par une aiguille pilotée par un système électronique. L'indication de niveau « sonore » subjectif est très utile pour les enregistrements en direct tandis que la connaissance de la valeur de crête sera importante sur le plan quantitatif.

L'instrument que nous vous proposons utilise une échelle de diodes LED pilotée par un circuit intégré très connu puisqu'il s'agit de l'UAA 170 dont nous avons utilisé ici la version L permet, par sa caractéristique log de disposer d'une dynamique un peu plus étendue que la version normale. Les deux circuits sont interchangeables broche à broche, c'est intéressant en cas d'indisponibilité du produit.

L'UAA 180 permet d'allumer un point parmi 16, pour disposer des deux indications crête et VU, nous ferons appel à un circuit de multiplexage qui allumera alternativement et à grande vitesse les diodes correspondant aux deux valeurs calculées par le système de redressement. Comme la commutation entre lès deux tensions se fait à grande vitesse, deux diodes paraîtront allumées sur la même échelle. L'effet est intéressant surtout pour celui qui est habitué à ne voir apparaître qu'un seul point !

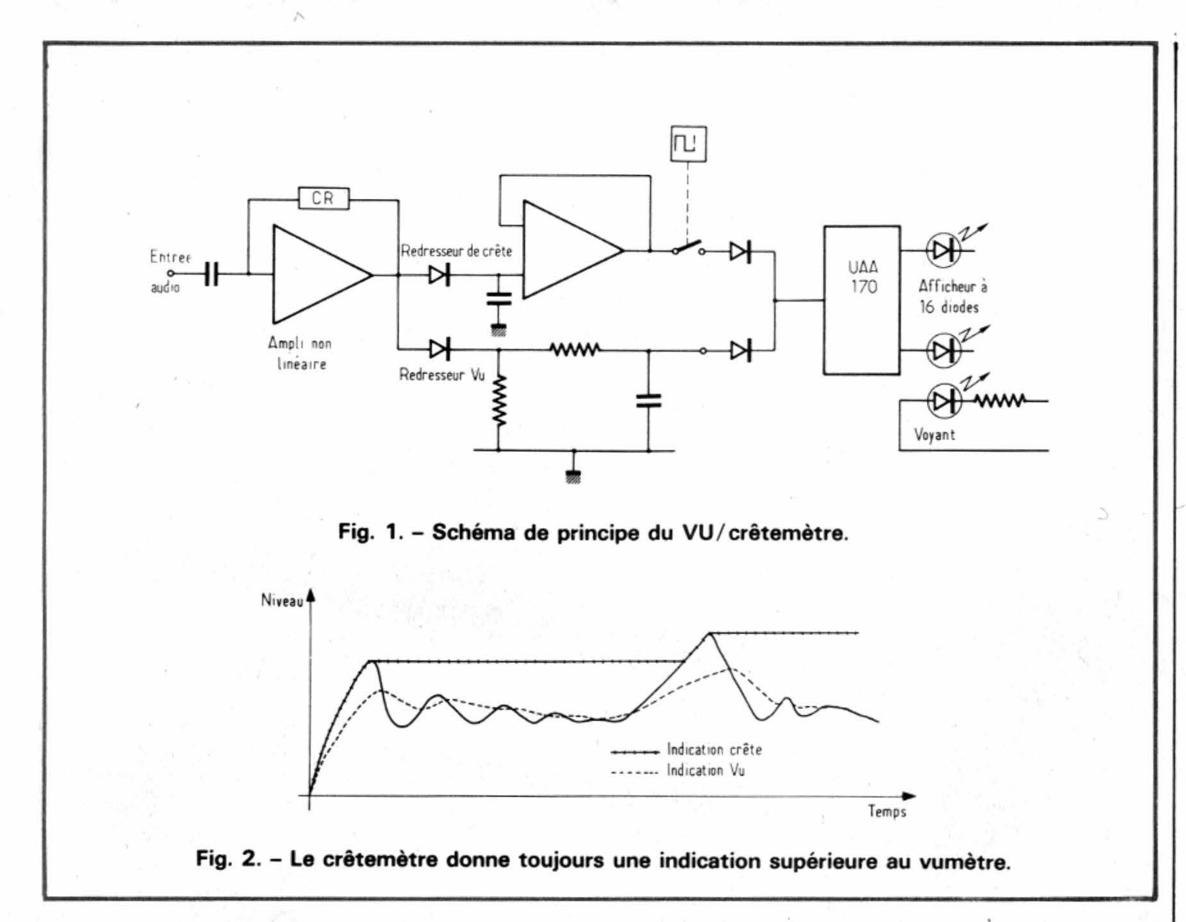



**Fig. 1. – Schéma de principe du VU/crêtemètre.**



**Fig. 2. – Le crêtemètre donne toujours une indication supérieure au vumètre.**

## Le synoptique

Le schéma synoptique de l'appareil est représenté sur la figure 1. Le signal arrive sur un amplificateur qui permet de disposer d'une impédance d'entrée assez importante, à la sortie de cet amplificateur, deux circuits électroniques se chargent de redresser la tension audio et de calculer les valeurs VU et de crête. Un commutateur va aiguiller sur l'entrée du circuit intégré de commande des diodes LED, les tensions calculées.

Sur la figure 2, nous avons représenté l'allure de l'évolution de l'indication de l'afficheur. Le signal audio est représenté en traits pointillés, l'indication de crête est donnée par un trait haché tandis que l'indication VU est donnée en pointillé. L'indication de crête doit suivre le signal audio le plus vite possible tandis que l'indication VU est retardée, nous avons une inertie à la montée et à la descente, cette inertie devra être simulée électroniquement ce qui se fait assez facilement avec des résistances et des condensateurs.

## Schéma de principe

Comme on peut le voir ici, figure 3, le système, relativement simple de prime abord recèle un certain nombre d'astuces diverses permettant de tirer de très bonnes performances du montage et de l'exploiter très facilement.

Dès l'entrée, nous notons la présence d'un condensateur (facultatif) en parallèle sur la résistance $R_1$. Le rôle de condensateur est de créer une préaccentuation. Les bandes magnétiques se saturent plus facilement aux fréquences basses qu'aux fréquences aiguës, si on accentue les fréquences aiguës, on les favorisera par rapport aux autres, une faible tension de fréquence haute aura plus d'effet qu'une forte tension de fréquence moyenne ou basse. Le circuit est calculé avec une fréquence de coupure située aux environs de 3 000 Hz. Noter qu'aux fréquences hautes, l'impédance d'entrée du montage diminue, elle descend aux environs de 15 000 $\Omega$ vers 20 kHz, ce qui n'est pas gênant pour la plupart des montages d'attaque.

Vient ensuite un amplificateur à contre-réaction non linéaire. La non linéarité est là pour compenser la chute de tension de diodes utilisées pour le redressement et pour l'aiguillage des tensions vers l'afficheur. Deux diodes sont utilisées dans un sens, deux dans l'autre. Ces diodes permettent aussi de compenser les variations de la tension directe des diodes avec la température. Le système fonctionne de la façon suivante, lorsque la tension d'entrée du circuit intégré est faible, les diodes de contre-réaction ne conduisent pas et se comportent comme des résistances de très grande valeur, il n'y a plus de contre-réaction et le gain est très important. Dès que la tension de sortie atteint la tension de seuil des diodes, ces dernières conduisent, le gain devient normal et fixé par $R_2$. La tension crête/crête obtenue ici est la tension obtenue avec la résistance $R_2$ utilisée seule augmentée de trois fois la chute de tension directe d'une diode silicium. La valeur de la résistance $R_2$ peut être modifiée pour adapter la sensibilité du montage à la source.

Le redressement se fait en suivant deux voies. En bas, la diode $D_4$ charge le condensateur $C_4$ par l'intermédiaire de la résistance $R_3$. La décharge se fait par $R_4$ et $R_3$. La constante de temps est telle que le temps de montée de « l'aiguille » est de 0,3 s, ce qui correspond à la norme VU.

Sur la seconde voie, nous avons un transistor NPN monté en diode. La diode collecteur/base est utilisée, l'émetteur et la base de $T_1$ sont court-circuités. Ce montage permet de réaliser une diode dont le courant de fuite est très faible. Nous avons donc pu réduire ici la capacité de $C_3$ à 0,1 $\mu$F, ce qui permet néanmoins de disposer d'un temps de conservation de la mémoire très important, il faut en effet environ un quart d'heure pour permettre de descendre de 3 dB (temps très approximatif). Bien entendu, il n'était pas question de charger le condensateur avec un amplificateur à basse impédance, le condensateur se serait déchargé bien trop vite. Nous avons donc utilisé un amplificateur opérationnel à transistors à effet de champ à l'entrée et monté ce dernier en suiveur.

A la sortie des redresseurs nous trouvons le système de multiplexage. Initialement, nous pensions faire une commutation entre les deux voies. Or, il n'est pas difficile de constater que la valeur de crête est plus haute que la valeur VU, inutile de commuter le signal de la valeur VU, des diodes $D_5$ et $D_6$ se chargeront de créer un effet anti-retour, elles servent de diodes d'isolation. Un pont de deux résistances, $R_5$ et $R_6$ modifie le niveau de sortie de la valeur de crête pour permettre d'aligner les niveaux, le condensateur $C_4$ permet d'avoir une sorte de valeur moyenne tandis que $C_3$ assure la tenue d'une valeur de crête.

La figure 4 donne le principe de fonctionnement du multiplexeur. Un oscillateur commande le transistor $T_2$ et met à la masse l'anode de la diode $D_5$ qui ne peut plus laisser passer la tension « crête ».

Comme à ce moment, la ten-

C1 = préaccentuation, facultatif, ou moins.
R2 = ajuste la sensibilité du montage.
R7 = 10MΩ, permet une décharge de C3.
R6 = ajuster éventuellement, voir texte

**Fig. 3. – Schéma de principe.**

sion VU sera supérieure à la tension de sortie de la diode $D_5$, c'est la valeur VU qui passera. On constatera ainsi un passage d'une valeur à l'autre, ce qui se traduira par l'allumage de deux points (ou deux paires de points lorsque les valeurs intermédiaires seront obtenues).

Un tel multiplexage peut aussi être utilisé pour une indication stéréophonique, mais on ne peut alors savoir quelle est la voie ayant le plus fort niveau.

## Utilisation du multiplexage avec un UAA 180

L'UAA 170 ne permet d'afficher qu'un seul point lumineux à la fois tandis que le 180 permet d'avoir un batonnet de longueur variable. A priori il semble difficile d'utiliser ce circuit mais avec une autre astuce c'est possible. En effet, nous aurons un barreau lumineux qui sera tantôt d'une longueur, tantôt de l'autre. Sur l'indicateur, cela se traduira par deux intensités lumineuses différentes, le bas du barreau sera très clair, le haut plus sombre. En faisant varier le rapport cyclique du multivibrateur astable (on rend le rapport des résistances de base du multivibrateur différent de 1) on assombrira ou on éclaircira le barreau « crête ».

Une autre variante est permise, elle consiste à faire clignoter par un oscillateur auxiliaire l'indication de crête...

## L'afficheur

L'afficheur est un UAA 170 relié à une série de diodes LED, nous avons utilisé des diodes LED vertes pour les diodes du bas, une jaune pour le 0 dB et des diodes rouges pour la surmodulation. Aucun réglage automatique de l'intensité lumineuse n'a été prévu, bien que le circuit permette de le faire, ce type d'indicateur est destiné à une utilisation en intérieur cette adaptation ne semble donc pas nécessaire. Les diodes sont interconnextées suivant un schéma matricé un peu particulier, schéma que l'on respectera lors du montage.

Le système que nous avons étudié dispose d'une mémoire, pour la valeur de crête, nous avons ajouté sur le schéma la résistance $R_7$, elle sera associée à un bouton poussoir permettant de remettre la mémoire au zéro quand on le désirera. Si vous voulez une remise à zéro automatique, il est possible de remplacer

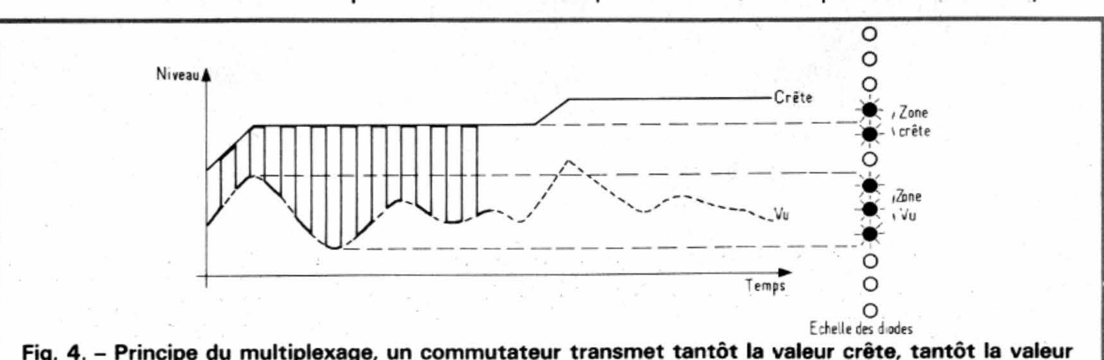



**Fig. 4. – Principe du multiplexage, un commutateur transmet tantôt la valeur crête, tantôt la valeur VU, pendant la transition, la diode intermédiaire paraît éteinte.**

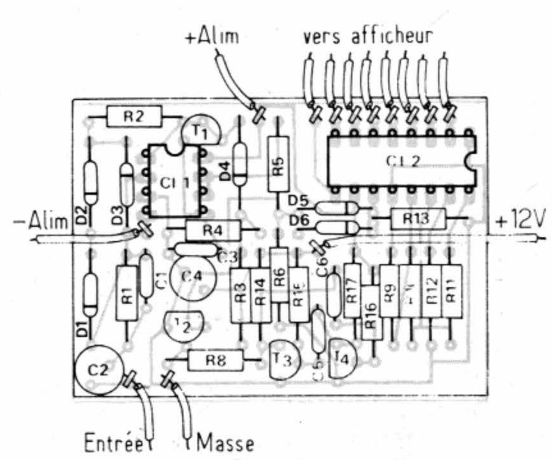



**Fig. 5. – Implantation des composants sur le circuit imprimé.**

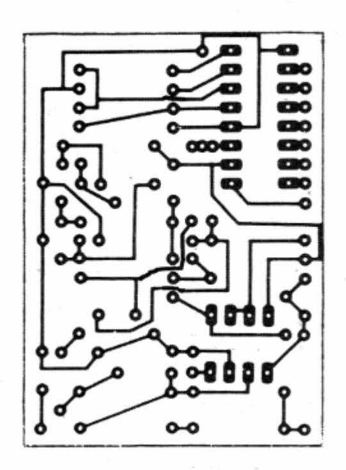


**Fig. 6. – – circuit imprimé, version classique chimique.**

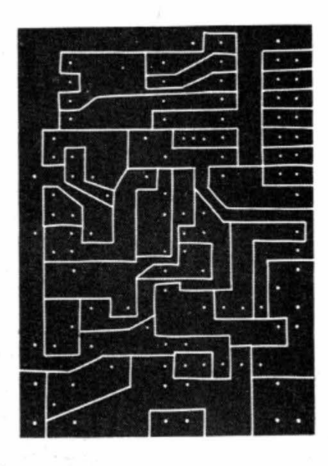


**Fig. 7. – Gravure mécanique.**

l'interrupteur par un transistor commandé par un oscillateur qui donnera une impulsion de décharge par exemple toutes les secondes.

## Réalisation

L'électronique est réalisée de la façon habituelle, vous avez le choix entre une solution chimique et une solution mécanique pour la gravure de votre circuit imprimé, dans un premier cas les conducteurs sont dessinés tandis que dans le second ce sont les parties isolantes. L'implantation des composants est représentée sur la figure 5 tandis que les dessins des circuits imprimés sont sur les figures 6 et 7.

Ce montage ne comporte pas de point critique, du moins pour la partie électronique. La liaison avec l'afficheur est réalisée par un câble multiconducteur.

Nous avons voulu ici présenter un afficheur pas tout à fait comme les autres. Nous avons réalisé deux versions de cet afficheur, une première version utilisant des diodes plates de Siemens (ou autre fabricant), ces diodes sont disposées pour former une ligne, on notera que nous avons utilisé 17 diodes, 16 d'entre elles sont reliées au circuit intégré, la dernière est employée comme voyant, elle permet aussi de marquer par un point fixe l'origine de l'afficheur, ce qui facilitera un repérage du niveau dans l'obscurité, lorsque les échelles ne seront pas visibles.

La seconde version, miniaturisée, utilise des diodes LED au pas de 2,54 mm, diode vendues en barreau, nous avons choisi ici des barreaux de 4 diodes, trois verts pour les diodes du bas et celle d'origine, un rouge pour les diodes situées au-dessus de zéro et une diode seule, jaune pour le 0 dB. Cette dernière version peut être collée par un adhésif à double face sur la façade d'un magnétophone pauvrement équipé en moyen de contrôle. Le premier afficheur est usiné dans du plexiglas teinté, deux plaques encadrent l'afficheur, une plaquette intermédiaire permet de réaliser la surépaisseur indispensable pour le logement du circuit imprimé et du connecteur.

Les plans de l'afficheur sont donnés sur la figure 3. Le plexiglas peut être usiné à la scie à métaux ou encore à la petite meule à tronçonner, celle des miniperceuses. Le travail est délicat, il ne faut pas faire tourner trop vite les perçeuses, par ailleurs, on pourra lubrifier en utilisant de l'alcool, ce liquide s'évaporant plus vite que l'eau refroidit davantage la matière ; l'alcool permet par exemple de

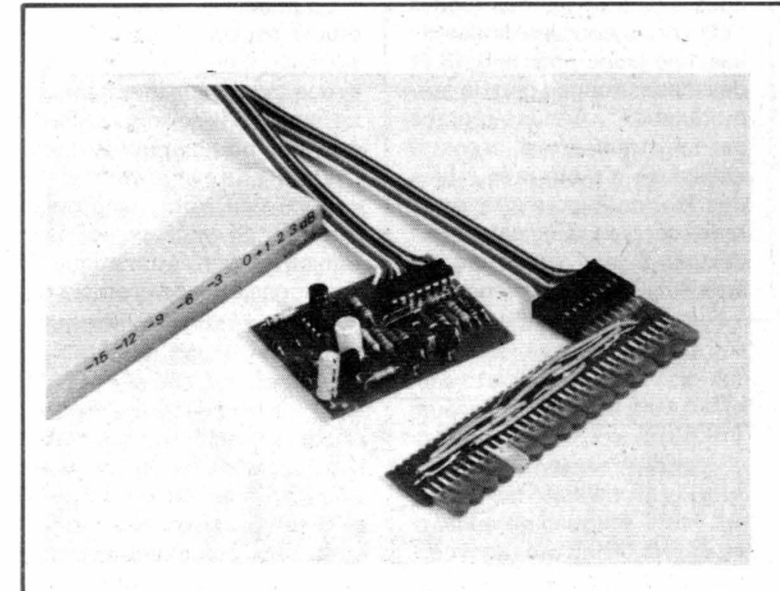



**Photo A.**

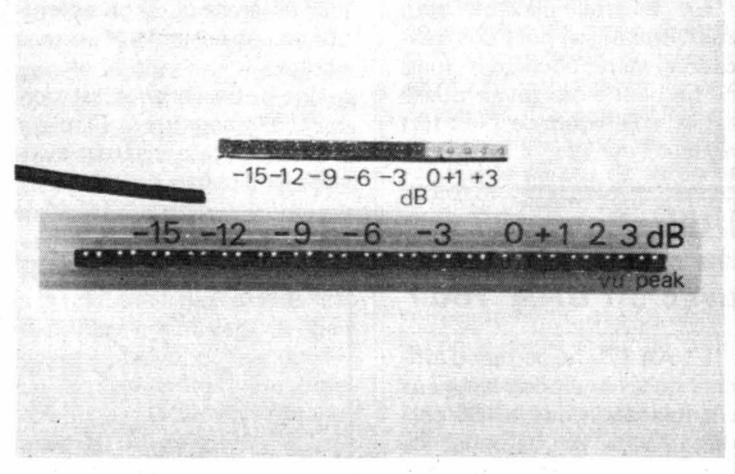



**Photo B.**

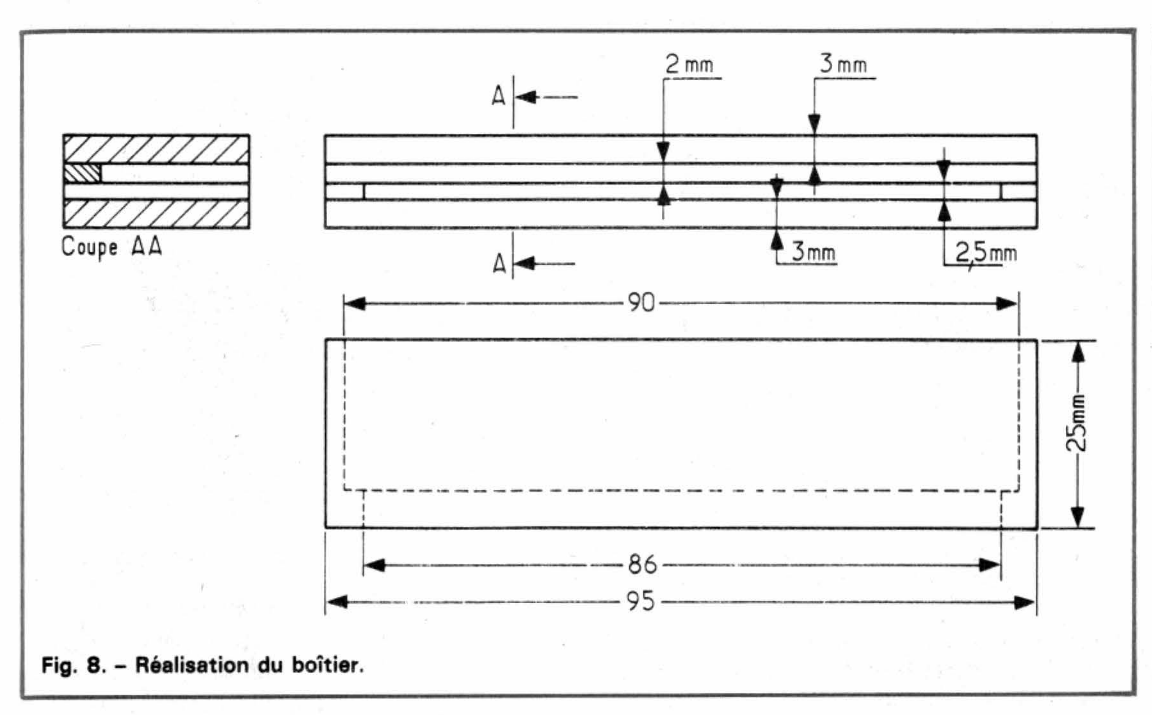



**Fig. 8. – Réalisation du boîtier.**

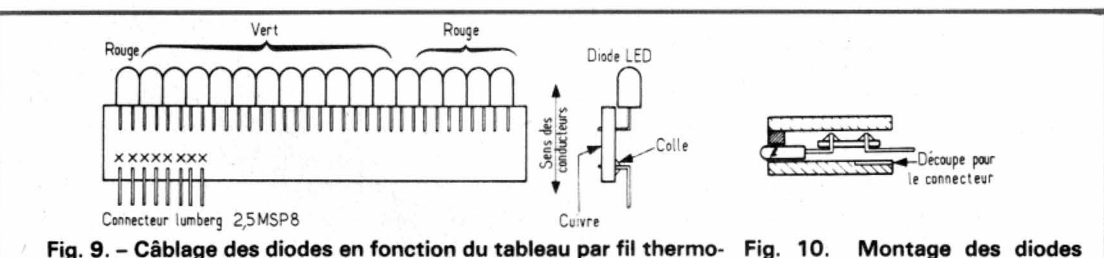



**Fig. 9. – Câblage des diodes en fonction du tableau par fil thermo-soudable ou non.**

**Fig. 10. Montage des diodes dans le boîtier.**

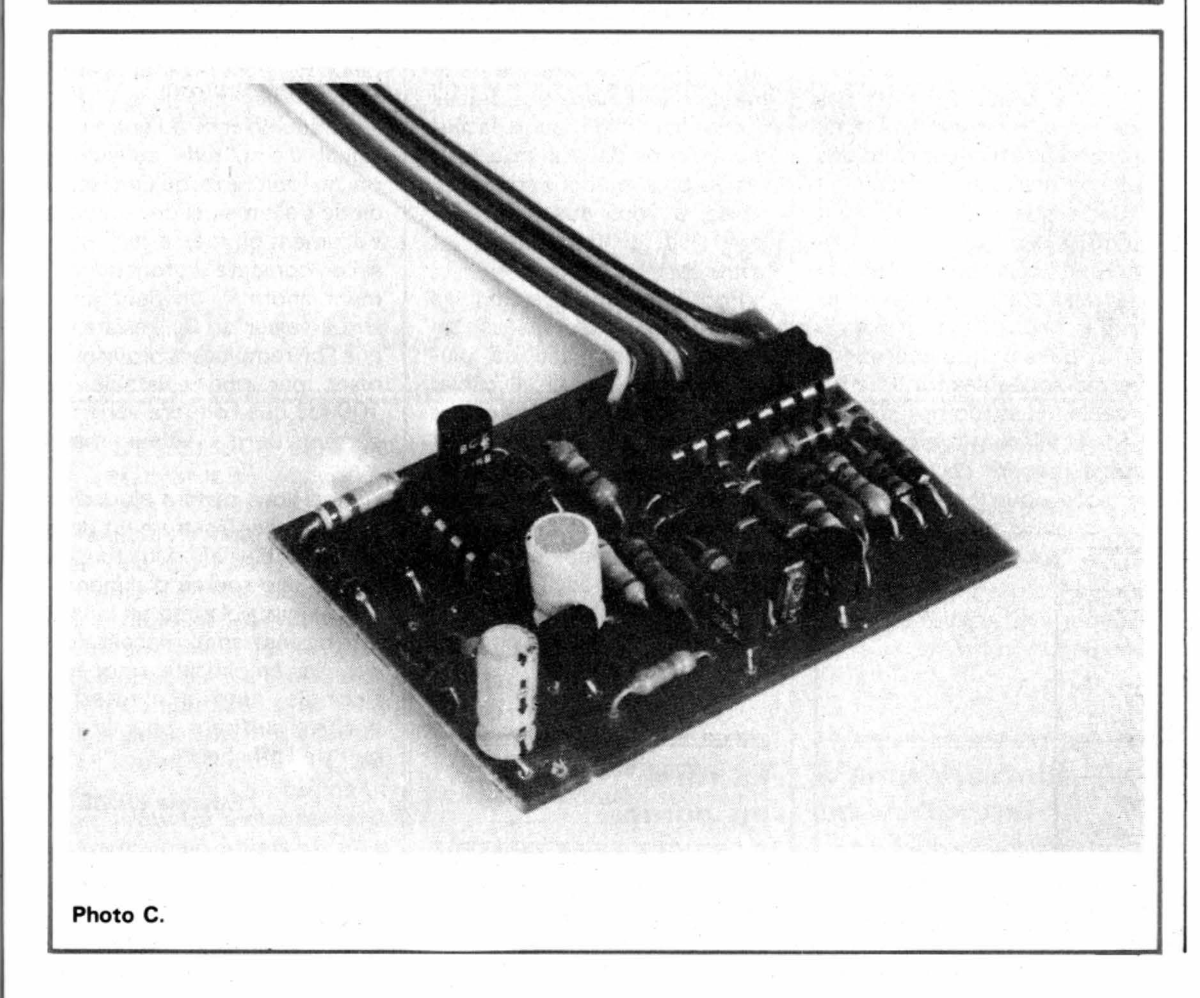


**Photo C.**

percer des trous très proprement !

Nous avons utilisé de la colle Stabilit Express pour réunir les pièces de matière plastique, cette colle, que l'on trouve chez les revendeurs de modèle réduit permet de coller les matières plastique, le métal etc., son avantage est de durcir très vite, plus vite que les colles époxydes. Avant le collage, il conviendra de bien dégraisser les surfaces à coller et à les dépolir.

Une fois le tout assemblé, on pourra poncer finement les surfaces, dont la frontale pour éliminer les traces de coupe, une fois ces traces éliminées, un super-ponçage à l'abrasif le plus fin possible suivi d'un passage au Miror permettra d'obtenir une surface parfaitement lisse.

Suivant l'épaisseur de la matière plastique dont on disposera, on devra adapter la largeur de la fente permettant le passage des diodes LED à celle des diodes. Une bonne lime, un peu de sueur et le tour est joué...

Les diodes LED sont soudées à plat, figure 9 sur une plaquette de Veroboard taillée dans une plaque au pas de 2,54 mm. Les connexions sont ensuite assurées par des fils thermo-soudables ou simplement du cuivre isolé, l'isolant devant être le plus fin possible.

Le connecteur est un modèle de Lumberg, on utilise un connecteur coudé dont on enlève la matière plastique servant à maintenir les broches entre elles, une fois l'excédent enlevé (on coupe aussi une partie des broches), on mettra de la colle Stabilit ou époxyde pour consolider ce connecteur.

Le connecteur femelle dispose de contacts prévus pour être sertis, le sertissage peut être remplacé par un pincement des fils suivi d'une soudure.

Nous joignons ici, pour le câblage de l'afficheur un petit tableau de câblage, les diodes sont interconnectées entre elles suivant un dessin assez particulier, et le câblage n'en est pas très aisé. Ce tableau permet de s'y retrouver, la diode 1 est celle du bas de

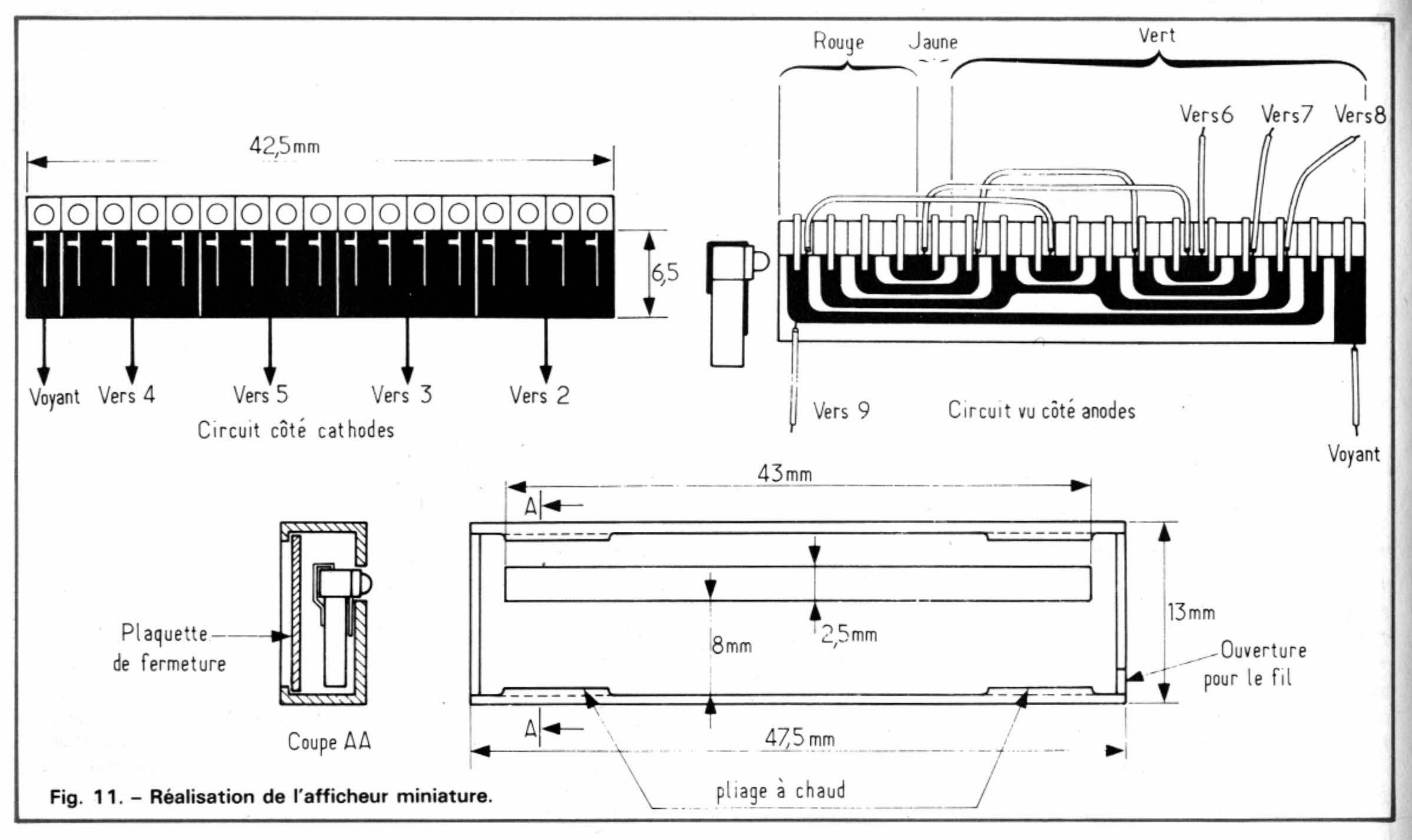



**Fig. 11. – Réalisation de l'afficheur miniature.**

l'échelle, la 16 s'allume lorsque la tension est élevée.

8 fils permettent de commander les 16 diodes, la 17ᵉ diode sera alimentée par un circuit externe, ce qui explique pourquoi nous n'avons utilisé que 8 broches au connecteur. Rien ne vous empêchera de prendre un connecteur à 10 broches pour allumer toutes les diodes.

Le cache de la seconde version de l'afficheur, figure 10, est usiné une plaque de matière plastique qui pourra être du PCV, de l'ABS ou une autre matière, cette matière doit être opaque et sera pliée à chaud, le procédé de pliage est le suivant, on chauffe une pièce d'alu de section carrée au chalumeau, sur le gaz et on pose la plaquette de matière à plier sur l'angle, la matière se ramollit à cet endroit et devient maléable, le pliage se fait suivant une droite. Ce n'est pas très facile, il est vrai que cette version de l'afficheur est d'une taille particulièrement réduite !

Cette fois, les diodes sont montées sur un petit circuit imprimé, un canal a été creusé à la fraise et à la mini-perceuse dans le haut du circuit pour y faire passer plusieurs fils thermo-soudables (fil de stylo à câbler). Les bornes de ces diodes LED sont très petites, il faudra prendre certaines précautions pour les souder, par exemple, il sera bon de commencer par étamer les fils avant de pratiquer la soudure.

Si vous ne vous sentez pas le courage de réaliser un tel afficheur, passer à une méthode traditionnelle, celle des diodes rondes que l'on peut facilement mettre dans un trou, toutes les présentations sont possibles, à vous aussi de faire jouer votre imagination et votre sens esthétique.

Pour la seconde version, les liaisons sont assurées par un multicâble composé de plusieurs brins de fil à câbler enfermés dans une gaine de matière plastique thermorétractable. Faites de préférence le repérage des fils avant de commencer, nous avons pour notre part étamé le fil côté anode (ou cathode), il restera alors qu'à prendre une pile et une résistance pour trouver la correspondance.

## La mise au point

En principe il n'y a pas de mise au point à faire. Les valeurs données ici permettent d'avoir une sensibilité de 0,775 V pour l'allumage de la diode jaune. Pour augmenter la sensibilité de l'indicateur, on augmente la valeur de la résistance $R_2$, pour la réduire, on la réduit.

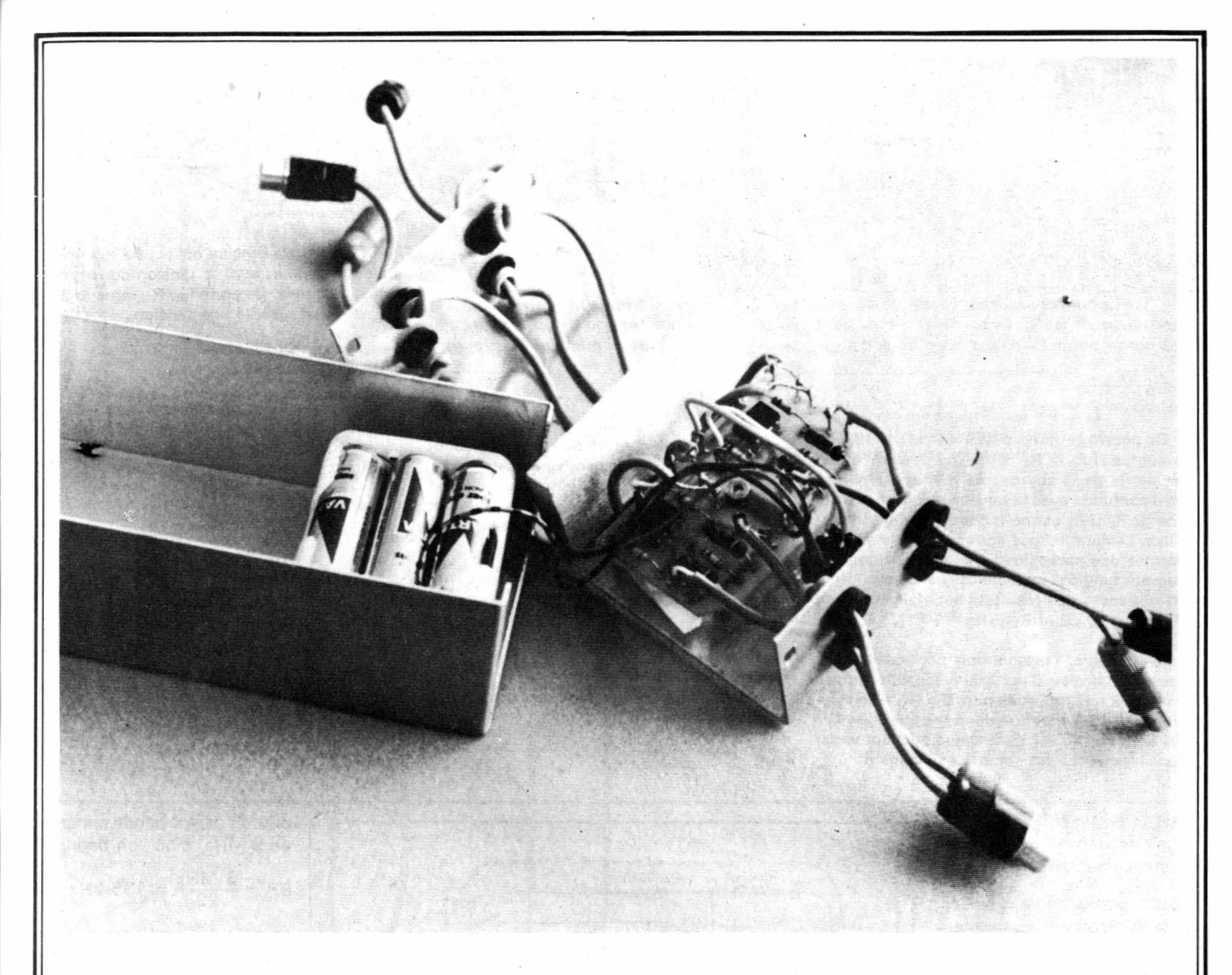
Lorsqu'on met à l'entrée un signal d'amplitude constante, on ne doit voir qu'une seule diode s'allumer, si deux diodes s'allument en même temps ou si l'on constate un fonctionnement anormal, on peut jouer sur la valeur de $R_6$, résistance que l'on remplacera provisoirement par une ajustable de 100 kΩ que l'on fera varier en partant de sa valeur maximale...

Il ne vous restera alors plus qu'à installer l'instrument dans un ensemble, il lui faut tout de même une source d'alimentation à deux polarités, un plus et un moins sont nécessaires pour les amplificateurs opérationnels, une alimentation positive suffisant pour le circuit de l'afficheur.

**Etienne LEMERY**

| Diodes LED, anodes | | | | CI |
|---|---|---|---|---|
| A1 → | A8 → | A9 → | A16 → | 9 |
| A2 → | A7 → | A10 → | A15 → | 8 |
| A3 → | A6 → | A11 → | A14 → | 7 |
| A4 → | A5 → | A12 → | A13 → | 6 |
| **Diodes LED, cathodes** | | | | **CI** |
| K1 → | K2 → | K3 → | K4 → | 4 |
| K5 → | K6 → | K7 → | K8 → | 5 |
| K9 → | K10 → | K11 → | K12 → | 3 |
| K13 → | K14 → | K15 → | K16 → | 2 |

**Tableau de câblage des diodes LED.**



# UN ADAPTATEUR DE CARACTERISTIQUES DIN-CINCH

**L'UTILISATION de deux standards sur les appareils HiFi ne va pas sans difficultés de raccordement : bien que la situation se soit nettement améliorée ces dernières années, il reste de nombreux cas où les niveaux plus faibles sur les prises DIN sont incompatibles avec ceux des prises Cinch. Cet adaptateur vous permettra de résoudre ces problèmes ; mais il pourra aussi servir à d'autres applications.**

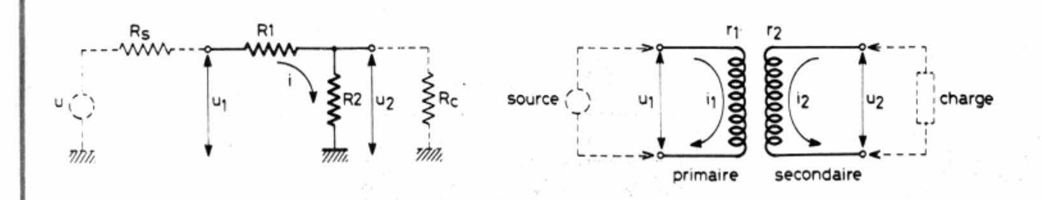
## L'adaptation de niveau

Lorsque le niveau de la source est trop élevé (cas d'une source Cinch raccordée à une entrée DIN) et risque d'entraîner des saturations, le remède est en général très simple : un pont diviseur (fig. 1) suffit. Mais le cas inverse est plus difficile à résoudre. La solution la plus banale consiste à utiliser un transformateur élévateur de tension (fig. 2), malheureusement peu répandu, et coûteux s'il doit faire preuve de qualités dans une large bande de fréquences (au moins 30 Hz-15 000 Hz). Aussi préfère-t-on souvent utiliser un amplificateur : les progrès des circuits intégrés permettent aujourd'hui de réaliser des modèles simples, efficaces, et peu coûteux.

## L'amplificateur opérationnel

Contrairement au transformateur, un amplificateur comporte une source d'énergie (l'alimentation) qui lui permet un gain en puissance : il est donc d'une utilisation plus universelle. Et parmi tous les types existants, l'un se révèle d'une souplesse d'emploi remarquable : c'est l'amplificateur opérationnel.

Mathématiquement, un amplificateur opérationnel est caractérisé par un gain, une bande passante et une impédance d'entrée infinis, et une impédance de sortie nulle. En pratique, on pourra remplacer le mot infini par « grand » et le mot nul par « faible ». Dans ces conditions, il est possible de



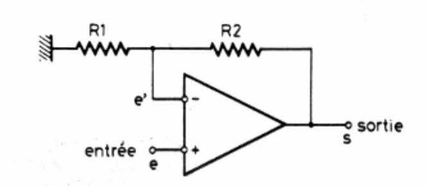




**Fig. 1. – Le pont diviseur est constitué de deux résistances, $R_1$ et $R_2$. Le courant i dans le pont est donné par la loi d'Ohm, U = RI, soit :**

$$i = \frac{U_1}{R_1 + R_2}$$

**On pourra confondre $U_1$ avec la tension U de la source si $R_1 + R_2$ est grand devant l'impédance $R_S$ de la source ; de même, $U_2$ pourra être confondu avec la tension aux bornes de la charge $R_c$ si $R_2$ est petit comparé à $R_c$. En pratique, l'existence des commandes de volume permet des approximations assez larges, et, compte tenu des impédances usuelles en HiFi, on obtiendra des résultats satisfaisants avec $R_2$ = 1 à 10 kΩ et $R_1 + R_2$ = 100 kΩ à 1 MΩ environ.**

**Par ailleurs, l'atténuation nécessaire pour passer du niveau Cinch au niveau DIN impose de choisir un rapport de pont ($R_2 / R_1 + R_2$) voisin de 1/20. On pourra donc prendre $R_2$ = 4,7 kΩ et $R_1$ = 100 kΩ, ces valeurs pouvant varier sensiblement si les conditions l'exigent.**

**Fig. 2. – Le transformateur permet d'obtenir au secondaire une tension $U_2$ différente de la tension $U_1$ appliquée au primaire. En première approximation,**

$$U_2 = U_1 \frac{n_2}{n_1}$$

**si $n_2$ et $n_1$ sont le nombre de spires au secondaire et au primaire respectivement.**

**Aucun apport d'énergie extérieure n'étant prévu, la puissance au secondaire ne peut excéder celle du primaire. Au rendement du transformateur près, on aura donc :**

$$U_1 . i_1 = U_2 . i_2$$

**d'où :**

$$i_2 = i_1 \frac{n_1}{n_2}$$

**Il faudra donc vérifier que ce courant est suffisant pour alimenter la charge.**

**Fig. 3. – Soit e la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur, et S la tension correspondante à la sortie. Le pont $R_2/R_1$ ramène sur l'entrée inverseuse (–) une tension :**

$$e' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} S$$

**expression d'autant plus exacte que l'impédance de sortie de l'amplificateur est faible, et son impédance d'entrée élevée.**

**Si A est le gain de l'amplificateur :**

$$S = eA - e'A$$

**d'où**

$$\frac{S}{A} = e - e' = e - \frac{R_1}{R_1 + R_2} S$$

**donc**

$$S \left(\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = e$$

**Si A est très grand, 1/A est négligeable, et le gain G du système complet s'écrit :**

$$G = \frac{S}{e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

réaliser un amplificateur dont le gain ne dépend que de deux résistances extérieures (fig. 3).

Si le problème du gain est facile à résoudre en augmentant le nombre des étages amplificateurs, celui de l'impédance d'entrée nécessite l'emploi de transistors à effet de champ : on atteint alors des valeurs voisines de $10^{12}$ Ω, mais on aura quand même intérêt, dans les applications audio, à réduire $R_1$ pour diminuer le bruit de fond. On calculera ensuite $R_2$ pour obtenir le gain désiré, sans oublier que $R_2$ doit rester grande comparée à l'impédance de sortie de l'amplificateur. Avec les circuits utilisés (LF356 ou TL071), 10 kΩ est un honnête minimum, et l'on atteint l'excursion d'amplitude maximale 5 à partir de 100 kΩ environ. Nous retiendrons donc cette dernière valeur, ce qui entraîne $R_2$ = 4,7 kΩ pour un gain de 22.

Vérifions enfin que la bande passante BP est suffisante : les constructeurs indiquent un produit gain × bande minimum de 3 MHz, d'où l'on déduit :

$$BP = \frac{3 \text{ MHz}}{22} = 135 \text{ kHz}$$

ce qui suffit amplement. Il sera même possible, si nécessaire, d'augmenter le gain du système en jouant sur $R_1$ ou $R_2$.

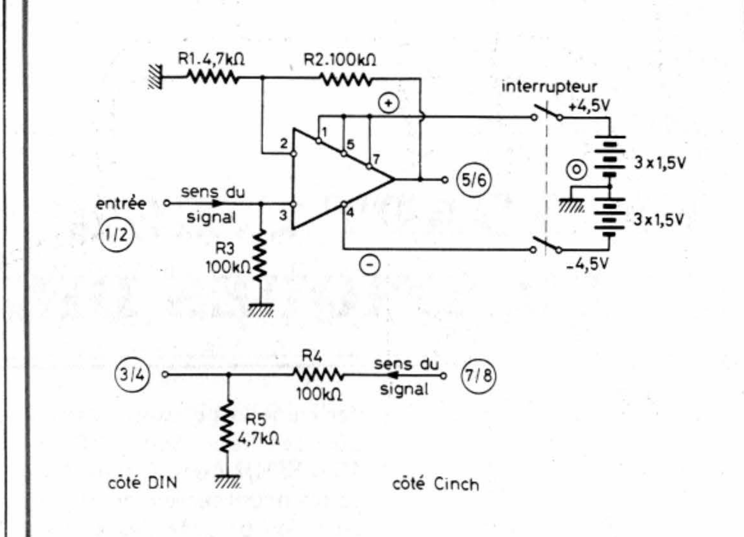



**Fig. 4. – Le schéma (une seule voie est représentée) comprend un amplificateur et un atténuateur, indépendants. Les hauts niveaux se trouvent du côté Cinch et les bas niveaux du côté DIN. Les chiffres cerclés correspondent aux bornes du circuit imprimé, une voie étant repérée par les chiffres pairs, l'autre par les chiffres impairs. La résistance $R_3$ sert à référer l'entrée non inverseuse à la masse, sa valeur (ici 100 kΩ) peut varier selon les autres utilisations envisagées.**

## Réalisation

Le schéma (fig. 4) découle naturellement des considérations précédentes. Le circuit imprimé est donné figure 5, et le câblage figure 6. Pour l'alimentation, nous avons utilisé un coupleur série pour 6 piles bâton type $R_6$. Il faudra donc prévoir une prise intermédiaire, comme indiqué figure 7, à raccorder à la masse du circuit (cosse 0).

Le montage est réalisé dans un boîtier métallique Teko 140 × 70 × 40 mm, pour des raisons de blindage, et comme indiqué figure 8. La figure 9, à coller sur le boîtier, permettra de repérer les entrées et les sorties.

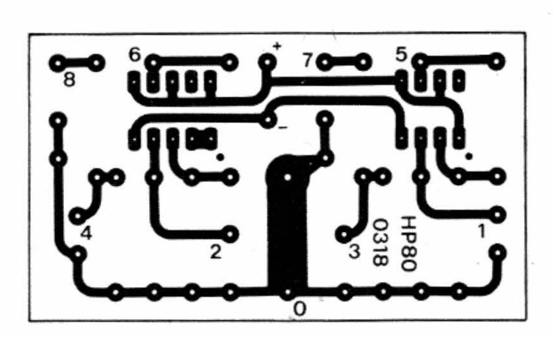
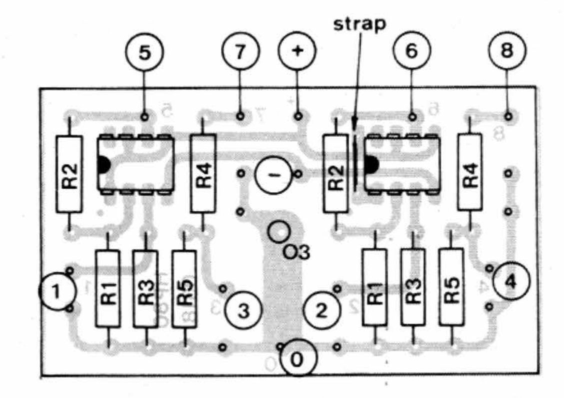



Fig. 5. – En a, le circuit imprimé vu côté cuivre. Perçage : ∅ 0,8 mm pour les circuits intégrés, ∅ 1,3 pour les cosses « poignard », ∅ 3 pour la fixation, et ∅ 1 mm pour les autres trous.




En b, l'implantation, prévue pour résistances 1/4 ou 1/2 W. Ne pas oublier le strap (queue de résistance). La patte 1 des circuits intégrés est repérée par 1 point, côté cuivre.

voie A
voie B
côté CINCH
25cm
25cm
25cm
25cm
inter.
7cm
7cm
coupleur
+
5
7
6
8
1
3
2
4
0
15cm
15cm
15cm
15cm
côté DIN
voie A
voie B
20cm

Fig. 6. – Câblage. Les blindés sont équipés de prises femelles Cinch, ce qui est la solution la plus pratique pour les applications envisagées. Elles ne seront soudées qu'après avoir monté le circuit dans le boîtier et passé les câbles dans les trous, conformément aux indications de la figure 9. Les longueurs indiquées sont les longueurs de coupe.

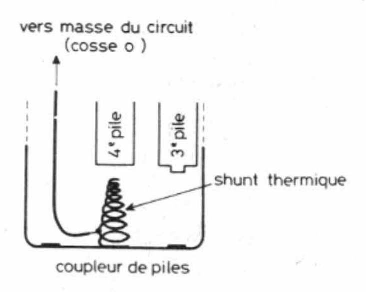
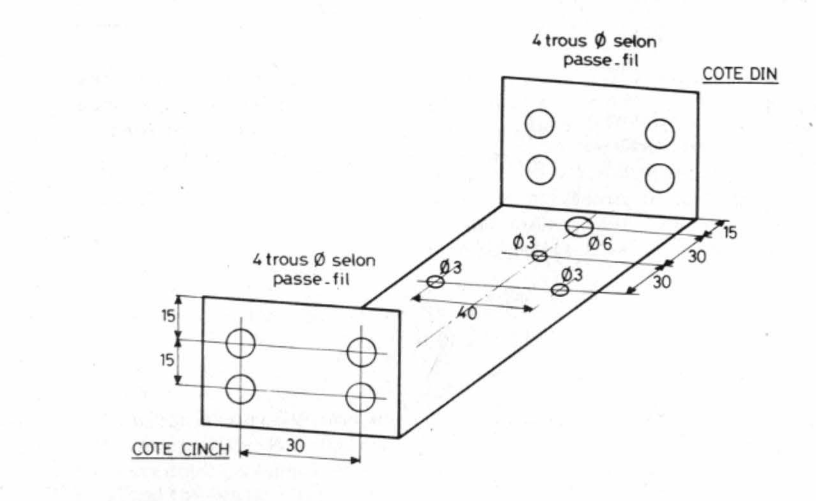



**Fig. 7. – La prise intermédiaire « 0 V» sera effectuée sur le ressort situé entre la 3e et la 4e pile du coupleur ; on se repérera sur la borne + (ou la borne –) du coupleur pour effectuer le compte, la disposition des piles pouvant varier d'un coupleur à l'autre. Pour faire la soudure, il est prudent de prévoir un « shunt thermique », afin de ne pas détériorer le boîtier plastique ; en d'autres termes, on maintiendra le fil du ressort dans une bonne pince plate, entre la soudure et le boîtier. Par ailleurs, il est prudent d'isoler les œillets du boîtier au moyen d'un bout de « scotch » ou de « shaterton », collé sur l'extérieur.**



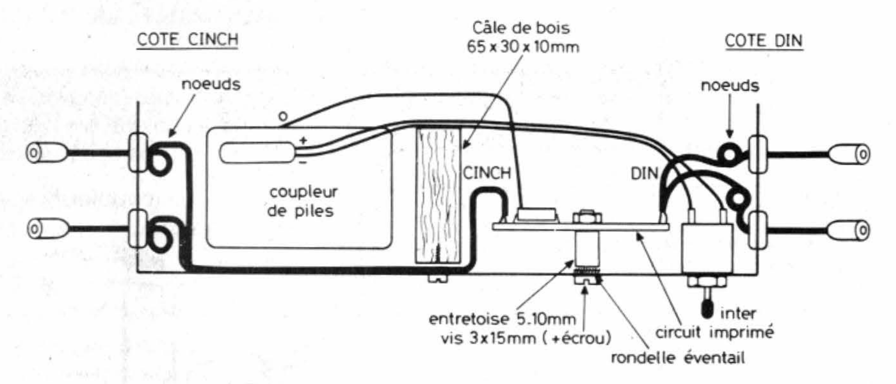




**Fig. 8. – Montage. C'est le couvercle du boîtier Teko qui supporte les éléments. La mise au châssis s'effectue par l'entretoise : prévoir une rondelle éventail pour percer l'anodisation du boîtier. Les câbles côté Cinch passent sous la cale de bois, qui les maintient par serrage. On veillera à faire correspondre le montage de l'interrupteur et le passage des câbles vers l'extérieur avec les indications de la figure 9.**

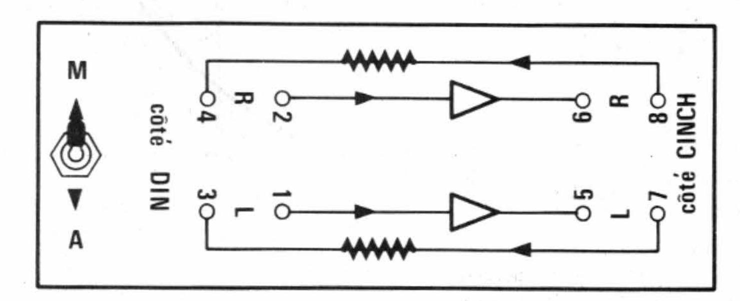



**Fig. 9. – Synoptique du montage, à coller sur le boîtier. Les flèches indiquent le sens du signal. Les numéros des entrées/sorties correspondent aux bornes du circuit imprimé : ainsi le câble raccordé aux bornes 1 du circuit devra passer par le trou 1, le câble raccordé aux bornes 2 par le trou 2, etc.**

## Utilisation

L'objectif premier du dispositif est naturellement de permettre le raccordement d'un amplificateur de normes DIN à un lecteur/enregistreur de normes Cinch ou inversement. Ces deux cas sont illustrés figures 10 et 11.

Mais il existe de nombreux autres cas d'utilisation (par exemple le raccordement d'une sortie enregistrement à l'entrée d'un amplificateur de puissance) pour lesquelles il suffit de connaître la règle à suivre. Lorsque le signal est trop fort (saturation), utiliser l'adaptateur en entrant sur les bornes 7/8 et en sortant sur les bornes 3/4. Si, au contraire, le signal est trop faible, entrer sur 1/2 et sortir sur 5/6. (Un cas particulier est celui des cellules à bobines mobiles, qu'on pourra ainsi raccorder à une entrée PU normale ; cependant cette solution n'est valable qu'en dépannage, lors d'une soirée « bruyante », le souffle du dispositif étant trop sensible pour des niveaux si faibles.)

Mentionnons aussi toutes les utilisations possibles quand on a besoin de gain. En jouant, comme indiqué, sur les résistances $R_1/R_2$, on peut adapter précisément le circuit aux besoins. De même, la tension d'alimentation peut être augmentée jusqu'à ± 18 V maximum si nécessaire. Enfin, l'utilisation d'un circuit séparé par voie, permet de ne réaliser que « la moitié du montage » pour les applications monocanal.

## Liste du matériel

1 circuit imprimé HP800318
2 LF356N ou TL071N (B)
6 résistances 1/2 ou 1/4 W, 100 kΩ
4 résistances 1/2 ou 1/4 W, 4,7 kΩ
19 cosses « poignard »
1 interrupteur bipolaire miniature
1 coupleur pour 6 piles $R_6$ avec câble de raccordement
6 piles bâtons $R_6$ (1,5 V)

8 prises volantes Cinch femelles
80 cm de câble blindé monoconducteur fil de câblage
1 boîtier métallique « Teko » 140 × 70 × 40 mm
1 cale de bois 65 × 30 × 10 mm
8 passe-fils
2 vis à bois, tête ronde, ⌀ 3 × 15
1 vis à métal ⌀ 3 × 15
1 rondelle éventail ⌀ 3 mm
1 écrou ⌀ 3
1 entretoise ⌀ x 5 à 10 mm

## Caractéristiques principales

Niveau « Cinch » : 200 mV
Atténuation : 22
Gain : 22
Surcharge admissible : 20 dB
Impédance d'entrée : 100 kΩ
Impédance de charge : > 1 kΩ
Bruit : – 60 dB
Bande passante :
0 Hz – > 100 kHz
Alimentation : 9 V (± 4,5 V)
Consommation totale 10 mA

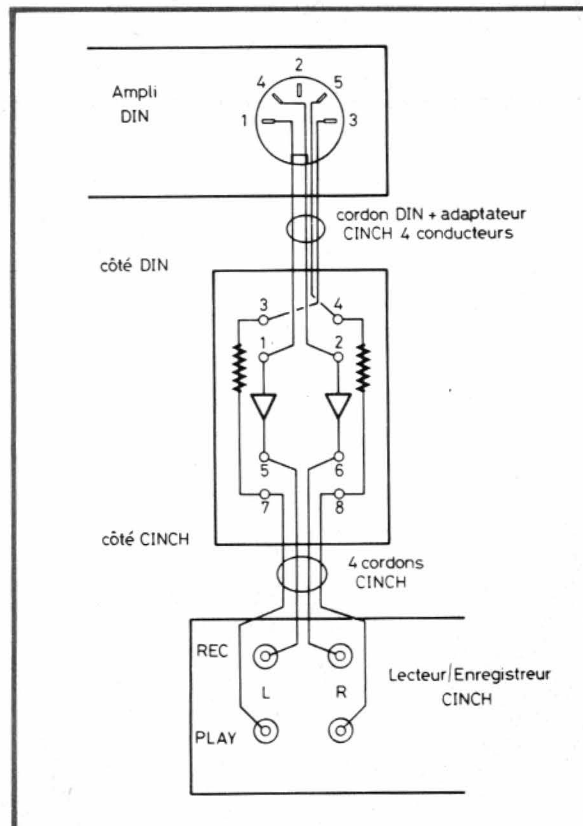



Fig. 10. – Raccordement d'un amplificateur DIN à un lecteur/enregistreur Cinch.

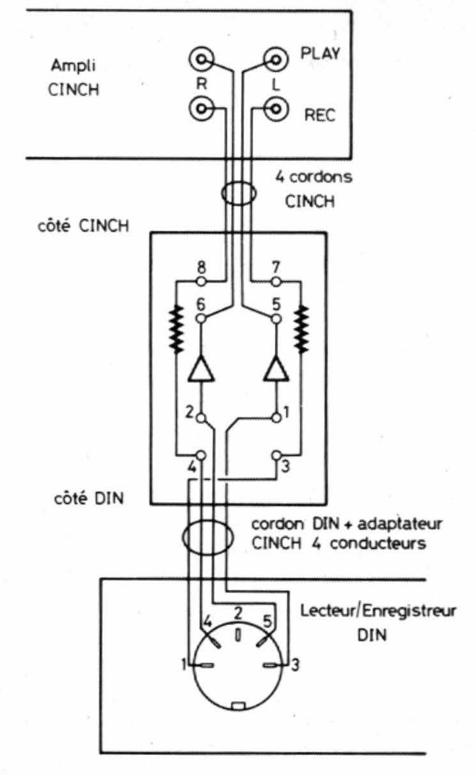
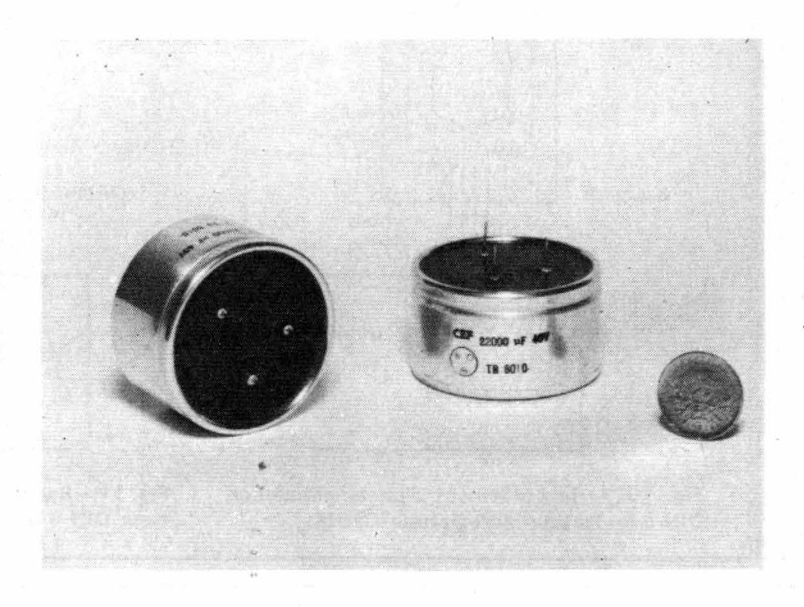



Fig. 11. – Raccordement d'un lecteur/enregistreur DIN à un amplificateur Cinch.

## CEF
## Les premiers condensateurs chimiques pour minis...

Les voilà, et en première européenne, les condensateurs chimiques taille basse. La mode en Hi-Fi, est aux mini-chaînes. Ces condensateurs sont donc tout à fait adaptés au filtrage et aux liaisons dans les amplificateurs de puissance miniaturisés. Ces condensateurs ont en effet une hauteur de 30 ou 40 mm et un diamètre de 27 à 77 mm, des dimensions tout à fait inhabituelles. Les constructeurs ne seront plus obligés de coucher leurs condensateurs pour gagner de la place en hauteur.

La gamme de valeurs offertes va de 680 µF 100 V à 100 000 µF 10 V, ils sont conformes aux spécifications NFC 93110 Type I et IEC Type II sont prévus pour une température d'utilisation de – 55 °C à + 85 °C et ont une tolérance sur la capacité de – 15 % à + 4' %. La photo montre que les connexions peuvent être faites directement sur circuit imprimé, nous suggérerons uniquement un léger collage si on désire une tenue encore meilleure du composant.



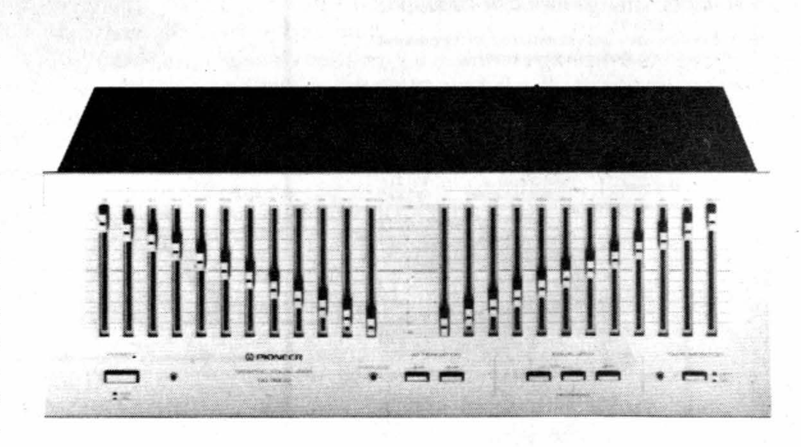

Bien entendu, les applications audio ne sont pas les seules, chaque fois que l'on aura besoin d'un profil bas et d'une forte capacité, on pourra faire appel aux TB de CEF ; un exemple : un montage sur cartes enfichables !

CEF 25-27, rue Georges-Boisseau 92110 Clichy.

## L'égaliseur Pioneer SG9800

Beau, efficace et pas cher, c'est le dernier égaliseur de Pioneer. Il s'appelle SG 9800 et sa technologie a de quoi séduire par la qualité des composants et l'ingéniosité des circuits. Il s'agit d'un égaliseur actif graphique qui comporte 12 fréquences sur chaque canal.

Quand l'égaliseur est en circuit, une petite diode s'allume à l'extrémité de chaque curseur... Suprême raffinement esthétique et détail pratique qui permet de bien voir la position des correcteurs même de loin et qui affirme que l'égaliseur est bien en service. L'efficacité sur chaque fréquence est de ± 10 dB. Les points d'action sont judicieusement choisis sur chaque canal : 16 Hz, 32 Hz, 64 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz, 16 kHz, 32 kHz.




De quoi avoir raison des défauts acoustiques de n'importe quelle salle de séjour.

Si un problème d'adaptation se pose un alternateur d'entrée (– 3 ou – 6 dB) peut être mis en service.

Une diode LED indique toute surcharge éventuelle.

Des commandes en face avant permettent de mettre l'égaliseur hors-circuit ou de l'insérer dans la chaîne de diverses façons sans toucher aux branchements.

Les réglages sont très précis et l'électronique du SG 9800 Pioneer est d'une rare discrétion tant en rapport S/B qu'en distorsion. La phase est également traitée avec le maximum d'égards.

Pour un prix d'environ 2 900 F voilà un égaliseur stéréo qui vous permettra d'entendre votre chaîne Hi-Fi et pas votre salle de séjour...

POUR VOTRE LABO PHOTO

# UN INTEGRATEUR DE LUMIERE

UN des principaux paramètres qui régissent l'impression du papier photographique est la quantité de lumière envoyée à ce dernier pendant l'exposition. Grossièrement, l'on peut dire que l'insolation du papier est proportionnelle au produit du flux lumineux par le temps. Théoriquement, en supposant la température de lumière constante, on peut impressionner identiquement un papier photographique en le soumettant à beaucoup de lumière pendant peu de temps, ou bien à peu de lumière pendant une durée plus longue, la quantité de lumière étant pratiquement la même dans les deux cas. Il résulte de celà que l'on peut caractériser un papier photographique de sensibilité donnée par la quantité de lumière qui lui est nécessaire pour être impressionné convenablement.

Si l'on supposait que le flux lumineux délivré par la lampe d'exposition (d'un agrandisseur par exemple) demeurait constant au cours du temps, il suffirait simplement de calibrer le temps d'exposition pour obtenir des résultats identiques. Malheureusement, dans la pratique le flux lumineux n'est pas constant : il dépend entre autre, de la tension du secteur (qui fait varier aussi la température de couleur), du rendement de la lampe qui se modifie avec l'usure, et aussi de la distance entre la source lumineuse et le papier photosensible. Pour toutes ces raisons, il peut être utile de pouvoir disposer d'un appareil qui permette de mesurer la quantité de lumière reçue par le papier, cette mesure tenant compte de tous les facteurs précédemment évoqués.

## Description de l'intégrateur

Le schéma de principe de l'intégrateur de lumière est donné sur la figure 1. L'élément qui mesure la lumière est une cellule photorésistive au sulfure de cadmium repérée CEL. Elle offre la particularité de présenter une résistance

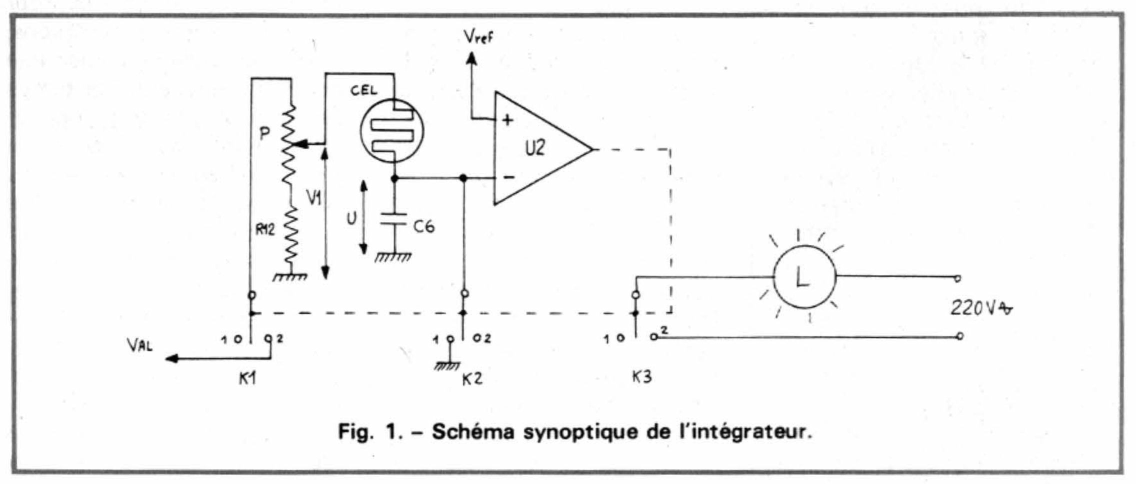



Fig. 1. – Schéma synoptique de l'intégrateur.

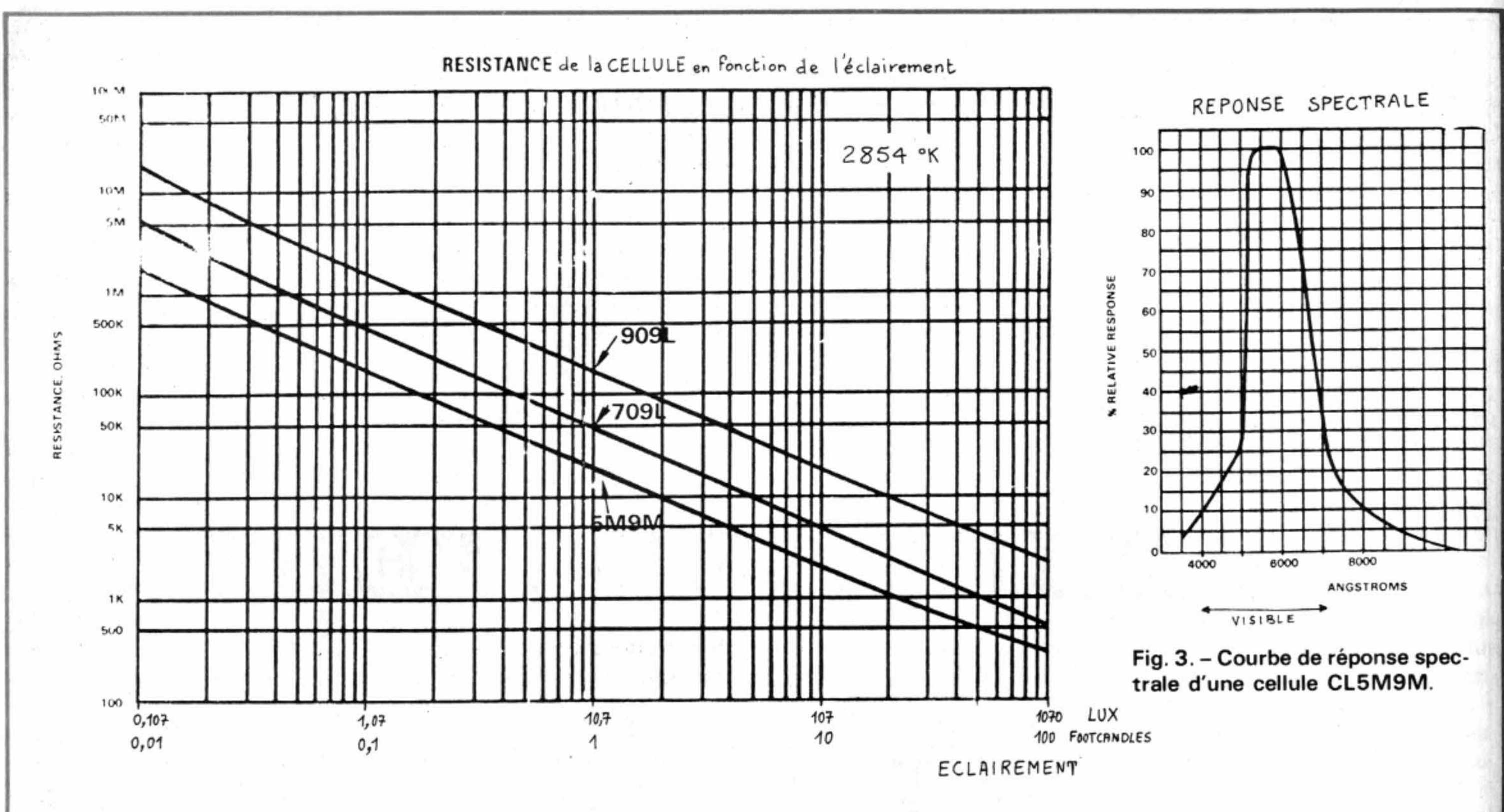



**Fig. 3. – Courbe de réponse spectrale d'une cellule CL5M9M.**

**Fig. 2. – Graphique indiquant la résistance présentée par la cellule pour un éclairement spécifié (CL5M9M de Clairex). Courbes données à titre d'exemple.**

inversement proportionnelle à l'éclairement qu'elle subit. Cette cellule est placée en série avec une capacité $C_6$, l'ensemble étant alimenté par une tension $V_1$. Au début de la mesure, le condensateur $C_6$ a été déchargé par l'inverseur $K_2$. La tension U aux bornes de la capacité est donc nulle. Dès que CEL reçoit de la lumière, sa résistance interne diminue. Elle diminue d'autant plus que l'éclairement est intense. Le condensateur $C_6$ reçoit alors un courant de charge, circulant à travers CEL, qui détermine à ses bornes l'apparition d'une tension U. Sachant que Idt = CdV, ou encore que dV = Idt/ C, il apparaît que dV (la variation de la tension U, de OV à la valeur atteinte en fin de mesure) est fonction du courant de charge de la capacité (I) et du temps qui s'est écoulé (dt). La valeur de C étant constante, on obtient bien une tension U proportionnelle au temps et à l'éclairement (puisque I est inversement proportionnel à la résistance présentée par CEL, elle-même fonction de l'éclairement).

La tension $V_1$, qui demeure constante pendant la mesure, peut être ajustée par le potentiomètre P. Plus cette tension est élevée, plus grand sera I, le courant de charge de $C_6$ (pour un éclairement donné). Le potentiomètre P permettra d'ajuster le fonctionnement de l'intégrateur aux différentes sensibilités des papiers photographiques. Une fois la réalisation terminée, il faudra calibrer P en se livrant à des essais successifs avec des papiers de différentes sensibilités. Par la suite, il suffira à l'opérateur d'afficher sur le cadran du potentiomètre la sensibilité du papier utilisé pour obtenir un temps de pose correct, dans tous les cas.

Dès le commencement de la mesure, le comparateur $U_2$ bascule les inverseurs $K_1$, $K_2$ et $K_3$ en position 2. Le court-circuit aux bornes du condensateur $C_6$ se trouve supprimé, la tension d'alimentation VAL est à même d'alimenter le potentiomètre P. La charge de la capacité $C_6$ peut commencer. Simultanément la lampe L de l'agrandisseur se trouve alimentée. La cellule CEL reçoit une partie de l'éclairement produit par cette lampe. Au moment où la tension U aux bornes de $C_6$ atteint la valeur de la tension de référence Vref, appliquée sur l'autre entrée du comparateur de tension $U_2$, ce dernier bascule les trois inverseurs en position 1. Ce faisant, il éteint la lampe L, décharge le condensateur $C_6$ à travers $K_2$ et supprime la tension d'alimentation du potentiomètre P (VAL). L'intégrateur est alors disponible pour un autre fonctionnement.

## La cellule

Il existe de nombreux types de cellules photorésistives, de technologies différentes. Pour l'emploi que nous lui réservons, il est préférable de choisir une cellule qui présente un temps de réponse pas trop long et une bonne linéarité. Le choix s'est porté sur un dispositif au sulfure de Cadmium qui réalise un bon compromis entre ces deux exigences. Il s'agit du modèle CL5M9M de Clairex, mais on pourra trouver des cellules équivalentes dans d'autres marques, notamment chez La Radiotechnique.

La figure 2 représente la résistance de la cellule en fonction de l'éclairement qu'elle reçoit. On observera que cette caractéristique est pratiquement linéaire (sauf vers les très fortes valeurs d'éclairement où la courbe s'infléchit un peu) ; si l'on double l'éclairement, on divise par deux la résistance. La linéarité de la cellule est une caractéristique importante car le courant de charge de la capacité doit rester proportionnel à l'éclairement.

La figure 3 montre, à titre indicatif, la réponse spectrale de la cellule, c'est-à-dire la variation de sa résistance en fonction de la longueur d'onde de la lumière incidente. C'est la réponse relative (en %) qui est indiquée. On remarquera que le maximum de sensibilité se situe dans la partie visible du spectre, vers la couleur jaune, ce qui est favorable.

La vitesse de réponse de la cellule dépend du gradient d'éclairement que l'on lui fait subir. Pour une variation brutale de 10 Lux, le temps d'établissement est d'environ 22 ms ; pour 100 Lux, ce temps se réduit à 5 ms approximativement. Enfin, pour 1000 Lux, le temps d'établissement est de l'ordre de

2 ms. La vitesse de réponse à un éclairement soudain présente un intérêt en ce sens que si la cellule tarde trop à prendre sa valeur normale de résistance, le courant de charge ne sera pas assez élevé dès le départ, et l'on risque une surexposition du papier. Toutefois, ce phénomène gênant peut être en bonne partie éliminé car il en est tenu compte pendant l'étalonnage du potentiomètre P.

## Le comparateur de tension

Le comparateur de tension est chargé de la lecture de la tension U aux bornes de la capacité $C_6$. Lorsque cette tension, qui croît avec le temps d'éclairement de la cellule, atteint, à quelques mV près, la valeur de la tension de référence Vref, la sortie du comparateur doit changer brusquement d'état, indiquant ainsi que la quantité de lumière est suffisante. Le schéma de principe de cette partie du montage est représenté sur la figure 4. La tension d'alimentation VAL existe en permanence. C'est une tension continue stabilisée. Quand on désire faire fonctionner l'intégrateur, il faut fermer l'interrupteur $K_1$ et ouvrir $K_2$.

Dès que l'on ferme $K_1$, il circule un courant de base dans la jonction émetteur-base du transistor $T_4$. Ce courant se referme à la masse à travers la résistance $R_{11}$ et $K_1$. Ce courant de base détermine un courant collecteur plus important, étant donné le rapport de ces deux courants, le transistor $T_4$ se trouve saturé, ce qui signifie que la tension sur son collecteur est très peu différente de celle qui est présente sur son émetteur. Lorsque $T_4$ est saturé, la tension VAL-VSAT est appliquée sur le potentiomètre P et sur le + ALIM de $U_2$ (VSAT = tension de saturation de $T_4$). Le comparateur est alors alimenté. Comme simultanément l'interrupteur $K_2$ a été ouvert, le condensateur $C_6$ peut commencer à se charger à travers CEL, dès que celle-ci recevra un éclairement. La tension U va donc augmenter progressivement.

Par ailleurs, les résistances $R_{13}$ et $R_{14}$ forment un diviseur de tension qui fixe le potentiel de l'entrée non-inverseuse de $U_2$ (broche n° 3). C'est cette tension qui sert de référence. Tant que la tension U demeure inférieure à Vref ce qui est le cas au début de la charge de $C_6$, la tension à la sortie de $U_2$ (broche n° 6) est voisine de VAL-VSAT. Au moment précis où U = Vref, la sortie du comparateur passe instantanément à un potentiel peu différent de celui de la masse. On utilisera par la suite la variation de la tension de sortie de $U_2$ pour commander d'autres éléments.

La charge de la capacité $C_6$ par le courant circulant dans la cellule peut s'effectuer lentement si l'éclairement est faible. De ce fait, le courant de charge I peut être très petit. Le condensateur $C_6$ doit être de bonne qualité pour que les fuites qu'il peut présenter demeurent négligeables devant le courant de charge I. Dans le même ordre d'idée, le dispositif de lecture (le comparateur $U_2$) doit effectuer celle-ci sans prélever le moindre courant qui serait soustrait de I et fausserait la mesure. C'est pourquoi on a été contraint de réaliser le comparateur $U_2$ à l'aide d'un amplificateur opérationnel à J-FET, c'est-à-dire dont les entrées se font sur les grilles de transistors à effet de champ. Cette technologie permet d'obtenir des résistances d'entrées de l'ordre de $10^{12}\ \Omega$, ce qui est amplement suffisant pour l'emploi considéré. La résistance $R_{15}$ assure une légère réaction de la sortie sur l'entrée non-inverseuse. Elle a pour but d'accélérer la vitesse de basculement et d'éviter des oscillations parasites qui pourraient se produire à ce moment-là.

Les résistances $R_{13}$ et $R_{14}$ qui définissent la tension de référence doivent être stables. Il est important de monter deux résistances identiques, de même technologie, pour que, les variations étant les mêmes et dans le même sens, dans chaque résistance, la tension Vref demeure constante, en fonction de la température et du vieillissement de ces deux composants. Des résistances à couches métalliques seraient préférables bien que non obligatoires. Le potentiomètre P sera, si possible, un modèle bobiné.

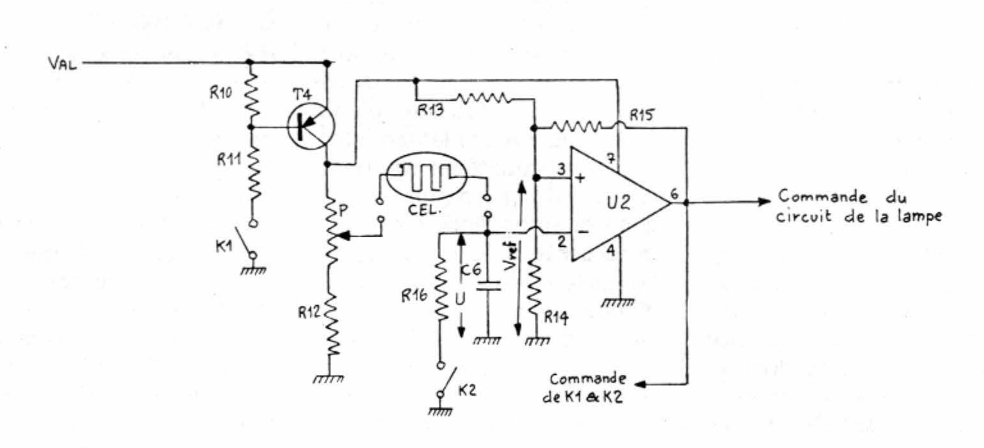



**Fig. 4. – Schéma de principe de l'intégrateur et du comparateur de tension.**

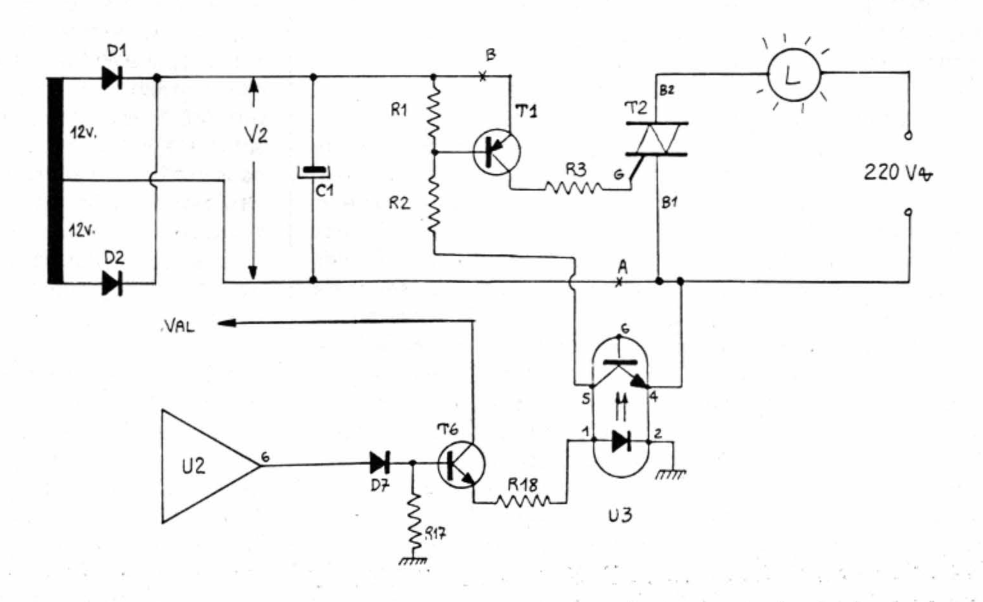



**Fig. 5. – Schéma de principe de la commande de TRIAC. Celui-ci est isolé du reste du montage.**

La résistance $R_{16}$ est destinée à limiter le courant de décharge de $C_6$ quand on ferme $K_2$. En réalité, $K_2$ n'est pas un interrupteur mécanique, mais un transistor, tout comme $K_1$ d'ailleurs. Le transistor qui est placé à l'endroit où se trouve l'interrupteur $K_2$ doit être à très faibles fuites.

Heureusement, de tels dispositifs se trouvent facilement dans les transistors au Silicium.

La résistance $R_{12}$ est une « butée » électrique qui fait que lorsque le curseur du potentiomètre P est à fond vers le bas, la tension sur son curseur est légèrement supérieure à la tension $V_{ref}$. Sans cette précaution, dans cette circonstance, la tension U ne pourrait jamais atteindre $V_{ref}$, et le système ne rebasculerait plus.

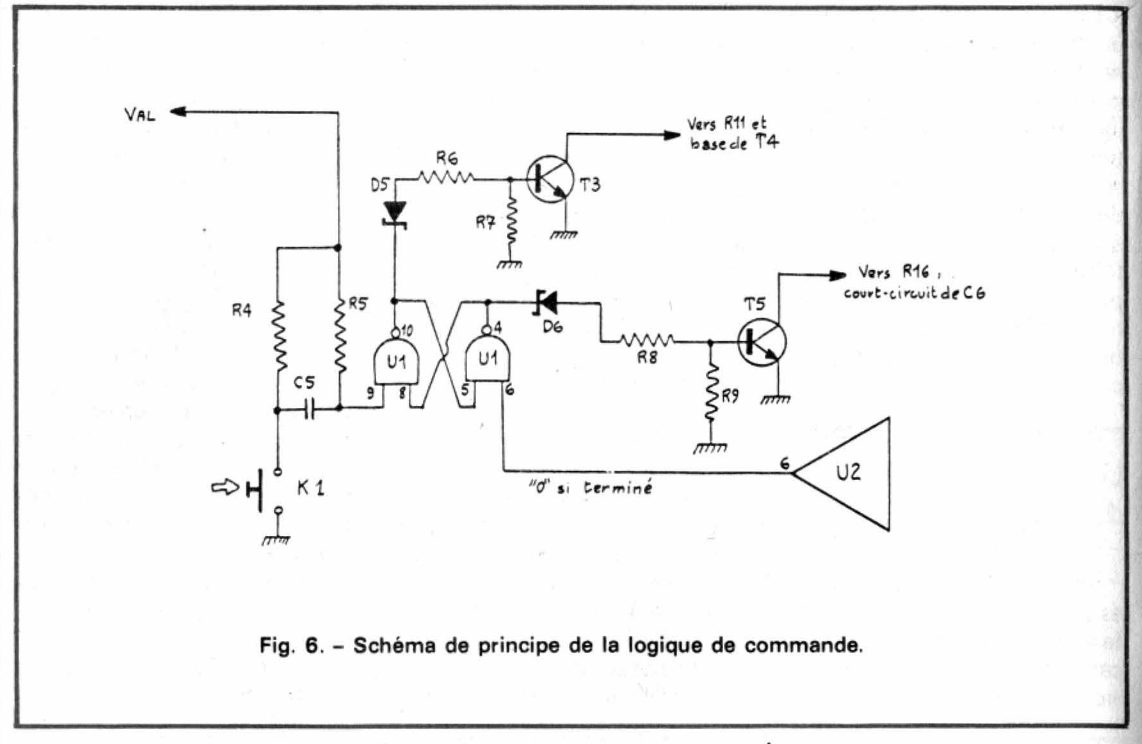



Fig. 6. – Schéma de principe de la logique de commande.

## La commande du TRIAC

On a vu précédemment que le comparateur $U_2$ devait commander l'allumage d'une lampe alimentée sur le 220 V du secteur. Pour des raisons de sécurité évidentes, il faut absolument que le circuit véhiculant la tension du secteur soit bien isolé du reste de l'intégrateur. En effet, pour la sauvegarde de l'opérateur, il convient d'éviter à tout prix à celui-ci le contact avec un pôle du secteur. Ce contact peut se révéler mortel, principalement dans un laboratoire photographique où il y a de l'eau à proximité.

L'élément semi-conducteur qui est chargé de commander le courant dans la lampe L est un TRIAC, repéré $T_2$ sur le schéma de principe de la figure 5. On remarquera que la lampe L est située dans le circuit principal de $T_2$ ($B_2$,$B_1$). La commande du TRIAC lui est envoyée entre la gâchette G et l'électrode $B_1$ par le transistor $T_1$ et la résistance $R_3$. Lorsque le transistor $T_1$ est saturé, le côté positif de la tension $V_2$ se trouve reporté sur le collecteur de ce dispositif, laissant circuler, à travers $R_3$, un courant qui entre par la gâchette de $T_2$ et se referme par $B_1$ au côté négatif de $V_2$ (point A de la fig. 5). Ce courant de gâchette rend le TRIAC $T_2$ conducteur. Si l'on supprime le courant de commande, $T_2$ se bloquera dès que la tension du secteur passera par zéro.

Pour rendre le transistor $T_1$ saturé, il faut relier au point A la partie inférieure de la résistance $R_2$. Il circule alors un courant dans la jonction émetteur-base de $T_1$, la résistance $R_2$, qui se referme au point A. Le rapport qui existe entre la valeur du courant de base et celle du courant collecteur maximal, limité par la résistance $R_3$, fait que le transistor $T_1$ est saturé. Si l'on débranche la résistance $R_2$ du point A, le transistor $T_1$ se bloque et $T_2$ également. On remarquera que la tension $V_2$, qui alimente uniquement cette partie du montage, est différente de la tension d'alimentation VAL. Elle est isolée du restant du montage, car elle est issue d'un enroulement séparé du transformateur d'alimentation. Le problème consiste maintenant à faire que le comparateur $U_2$ referme la résistance $R_2$ au point A tout en conservant l'isolement.

C'est le photocoupleur $U_3$ qui réalise cette fonction. La sortie du comparateur $U_2$ (broche n° 6) est positive lorsqu'il faut allumer L, et à un potentiel voisin de celui de la masse quand celle-ci doit être éteinte. Cette tension de commande, disponible à relativement haute impédance, est transformée en un courant d'une dizaine de mA, par le transistor $T_6$ qui est monté en émetteur suiveur. Ce courant est appliqué à la partie diode électroluminescente du photocoupleur $U_3$. La lumière émise par cette diode est captée par un phototransistor dont on utilise uniquement le collecteur et l'émetteur (broches n° 4 et 5 de $U_3$). Quand ce dispositif est illuminé par la diode, son courant de fuite $I_{CEO}$ augmente considérablement. Il est pratiquement nul quand la diode est éteinte. C'est le phototransistor qui effectue la réunion au point A de la résistance $R_2$. L'isolement galvanique entre le montage et le secteur est assuré par le photocoupleur, puisque l'information est transmise de $U_2$ vers $T_1$ par voie lumineuse. La présence de la diode $D_7$, située entre la sortie du comparateur et la base du transistor $T_6$, est rendue nécessaire par le fait que la tension sur la broche n° 6 de $U_2$ ne descend pas tout à fait à 0 V. On a introduit, grâce à cette diode au Silicium, un seuil supplémentaire d'environ 0,5 V pour que, lorsque la sortie de $U_2$ est basse, le transistor $T_6$ soit effectivement bloqué.

## La logique de commande

Pour assurer le fonctionnement des interrupteurs $K_1$ et $K_2$ de la figure 1, il faut avoir recours à une logique de commande. Cette dernière est représentée sur la figure 6. Elle est composée de deux portes NAND connectées de telle façon qu'elles forment une bascule RS (Set, Reset). L'application d'un niveau logique « O » transitoire sur la broche n° 6 de $U_1$ détermine un niveau logique « 1 » stable sur la broche n° 4, et un niveau logique bas, stable également, sur la broche n° 10 de $U_1$. Corrélativement, un niveau logique « O » transitoire, envoyé sur l'entrée n° 9) de $U_1$ fait passer, d'une façon durable, la sortie n° 10 au niveau haut et la sortie n° 4 au niveau bas.

Lorsqu'on veut faire fonctionner l'intégrateur, il faut appuyer sur le poussoir $K_1$. La capacité $C_5$, qui était maintenue déchargée par les résistances $R_4$ et $R_5$, va se charger rapidement à travers $R_5$ et $K_1$. Le courant de charge de $C_5$ va porter momentanément la broche n° 9 de $U_1$ à la masse. A cet instant, la sortie n° 10 de $U_1$ devient haute tandis que la sortie n° 4 devient basse. Puisque cette dernière sortie vient au « O » logique, le transistor

$T_5$ se bloque, supprimant ainsi le court-circuit qui existait aux bornes de la capacité d'intégration $C_6$ qui va pouvoir commencer à se charger. En même temps, la sortie n° 10 qui est haute rend $T_3$ conducteur. Celui-ci met $R_{11}$ à la masse, ce qui alimente le comparateur de tension $U_2$ ainsi que le potentiomètre P. Comme à cet instant la tension U aux bornes de $C_6$ est encore nulle, la sortie du comparateur est haute et la lampe L s'allume.

Quand la tension de charge de $C_6$ atteint la valeur de la tension de référence, la sortie de $U_2$ devient basse. La lampe L s'éteint. La bascule RS, qui reçoit un niveau bas sur son entrée n° 6, change d'état : il vient un niveau haut sur la sortie n° 4 et un niveau bas sur la broche n° 10. De ce fait, $T_5$ est rendu conducteur, déchargeant $C_6$ à travers $R_{16}$ (pour limiter le courant). De même, le transistor $T_3$ est bloqué, ce qui coupe la tension d'alimentation du comparateur $U_2$ et du potentiomètre P. Le montage demeure en l'état. Il est prêt pour recevoir une nouvelle action sur le poussoir $K_1$.

Les diodes régulatrices de tension $D_5$ et $D_6$ assurent, par leur présence, le blocage réel des transistors $T_3$ et $T_5$. En effet, la bascule RS est réalisée avec un circuit CMOS, et le niveau logique « O » de celui-ci ne descend guère en dessous du tiers de la tension d'alimentation. Cette tension résiduelle serait trop élevée pour que le blocage des transistors puisse s'effectuer normalement. En introduisant, grâce à $D_5$ et à $D_6$, un seuil de 5,6 V, cet inconvénient est supprimé.

## Schéma général

Il est donné sur la figure 7. On y reconnaîtra tous les éléments de montage déjà décrits. Les références des éléments ainsi que les numéros des broches des circuits intégrés ont été conservés.

L'alimentation comprend un transformateur avec deux enroulements secondaires de deux fois 12 V efficaces, pouvant fournir un débit d'une

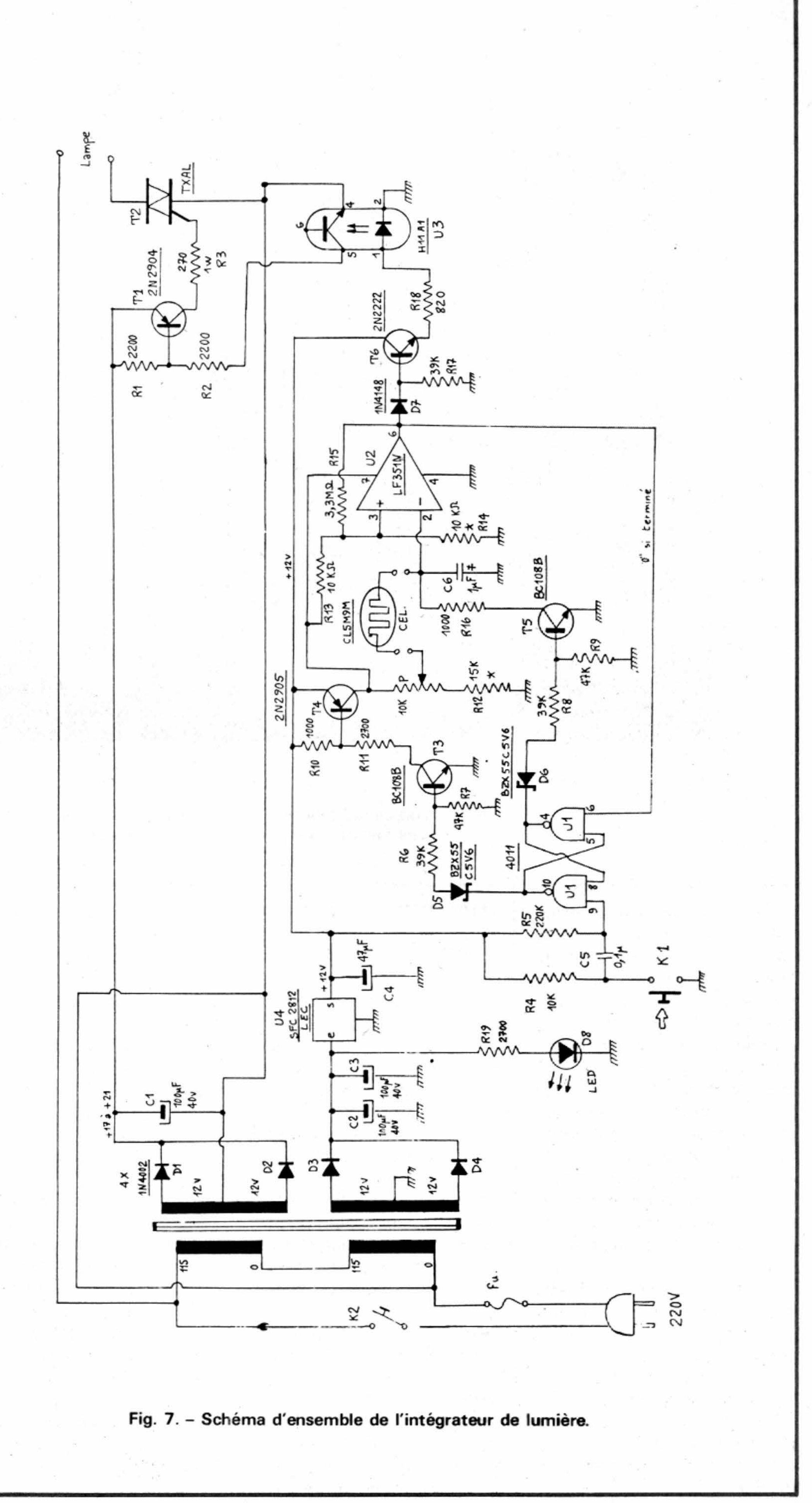



Fig. 7. – Schéma d'ensemble de l'intégrateur de lumière.

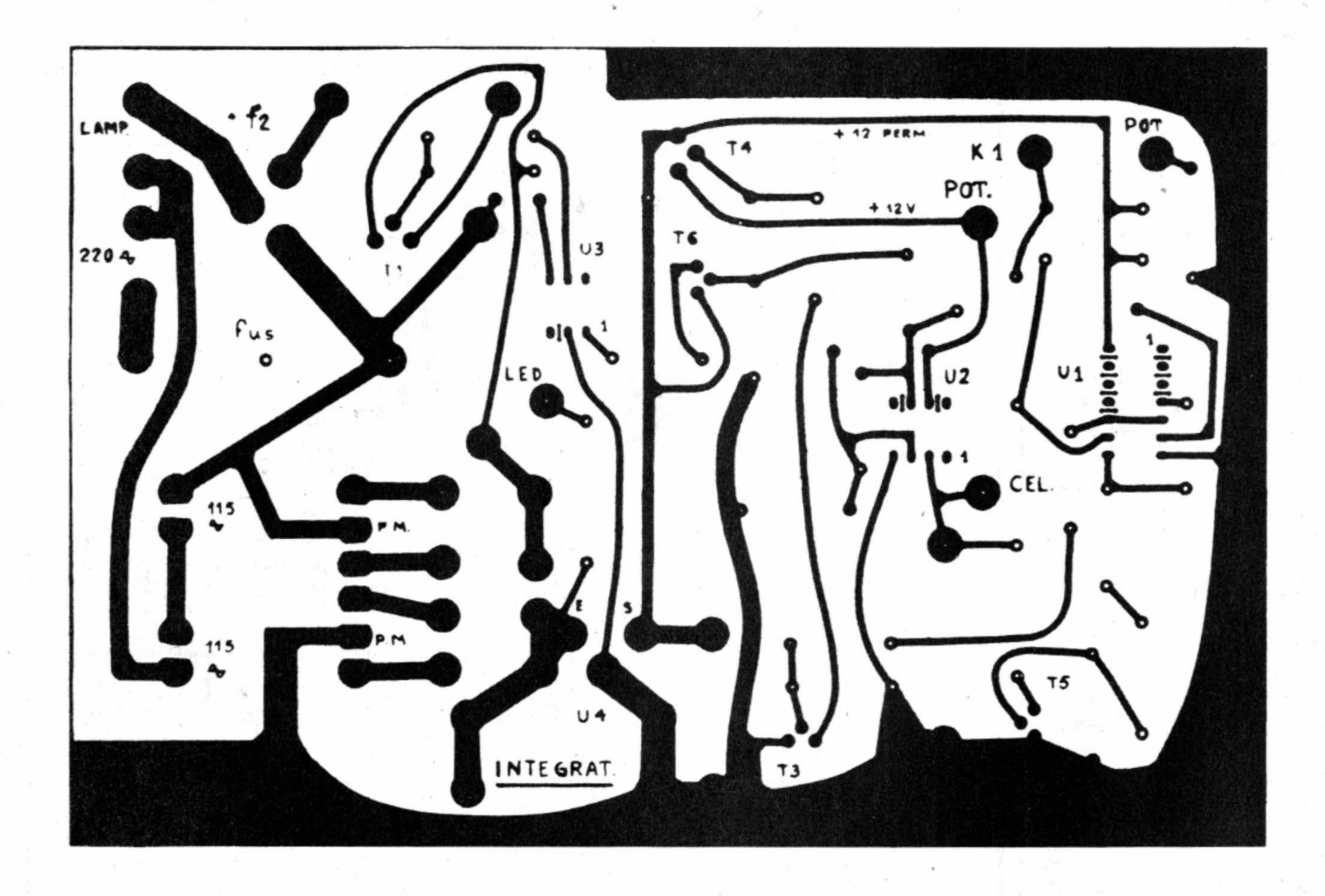



**Fig. 8. – Dessin, à l'échelle 1/1, du circuit imprimé, vu du côté cuivre. Les parties foncées indiquent la présence du cuivre.**

soixantaine de mA. L'isolement entre les enroulements secondaires doit pouvoir tenir le 220 V. Dans notre cas, les enroulements secondaires possédaient un point milieu, ce qui fait que le redressement a été réalisé par deux diodes seulement ($D_1$, $D_2$ et $D_3$, $D_4$). Un transformateur n'ayant que deux enroulements secondaires 12 V sans point milieu conviendrait également, mais il faudrait alors redresser chaque tension par quatre diodes ou encore par deux ponts redresseurs.

La stabilisation de la tension d'alimentation du montage est obtenue par l'emploi d'un petit régulateur intégré 12 V, présenté en boîtier TO 220. On a ajouté une résistance $R_{19}$ et une diode électroluminescente $D_8$, cette dernière servant de témoin de mise sous tension du montage.

## Réalisation

L'intégrateur de lumière a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin, à l'échelle 1/1 est donné sur la figure 8. Les parties sombres représentent le cuivre qui doit subsister après le passage au bain de perchlorure de fer. L'implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 8 est indiqué sur la figure 9. Le circuit imprimé comprend tous les éléments mentionnés sur le schéma général de la figure 7, à l'exception des suivants qui sont situés sur le panneau avant : le bouton poussoir $K_1$, le potentiomètre P, la diode électroluminescente $D_8$ et un interrupteur secteur. De plus il faut prévoir trois connecteurs : un pour relier la cellule CEL au montage, un second pour brancher la lampe L, le dernier étant l'entrée du secteur 220 V.

La détermination des dimensions du coffret ainsi que la disposition des éléments sur la face avant sont laissés à l'initiative de chacun. Il est cependant préférable de réunir tous les composants avant d'approvisionner le coffret. La cellule CEL pourra être disposée dans une petite boîte, de préférence isolante, dans laquelle on ménagera une ouverture. En regard de celle-ci sera disposée la surface sensible de la cellule. La liaison au corps de l'intégrateur sera assurée par un cordon bifilaire bien isolé pour éviter les fuites.

La graduation des repères du potentiomètre définissant la sensibilité du papier sera effectuée au moyen d'essais successifs avec différentes sortes de papier. La cellule est alors disposée sur le papier photographique, dans un coin par exemple, de façon à ce qu'elle capte une partie de l'éclairement subi par celui-ci.

C'est la capacité $C_6$ qui, outre la position du potentiomètre P, détermine la rapidité avec laquelle le basculement interviendra (pour un éclairement donné). Si, au cours de l'étalonnage, on constate que les papiers utilisés conduisent à régler le curseur du potentiomètre P à fond d'un côté ou de l'autre, il est toujours possible de modifier la valeur du condensateur $C_6$. Une valeur supérieure augmentera le temps de pose. Inversement, une valeur inférieure à celle indiquée diminuera le temps de pose, puisque la charge s'effectuera plus rapidement (pour une position de P et pour un éclairement donnés).

## Nomenclature des éléments
de la figure 7

$R_1$ : 2200 Ω 10 % 1/2 W
$R_2$ : 2200 Ω 10 % 1/2 W
$R_3$ : 270 Ω 10 % 1 W
$R_4$ : 10 kΩ 10 % 1/2 W
$R_5$ : 220 kΩ 10 % 1/2 W
$R_6$ : 39 kΩ 10 % 1/2 W
$R_7$ : 47 kΩ 10 % 1/2 W
$R_8$ : 39 kΩ 10 % 1/2 W
$R_9$ : 47 kΩ 10 % 1/2 W
$R_{10}$ : 1000 Ω 10 % 1/2 W
$R_{11}$ : 2700 Ω 10 % 1/2 W
$R_{12}$ : 15 kΩ 1 % 1/2 W couche métallique.
$R_{13}$ : 10 kΩ 1 % 1/2 W couche métallique
$R_{14}$ : 10 kΩ 10 % 1/2 W couche métallique
$R_{15}$ : 3,3 MΩ 10 % 1/2 W
$R_{16}$ : 1000 Ω 10 % 1/2 W
$R_{17}$ : 39 kΩ 10 % 1/2 W
$R_{18}$ : 820 Ω 10 % 1/2 W
$R_{19}$ : 2700 Ω 10 % 1/2 W
P : potentiomètre bobiné 1000 Ω
$C_1$ : 100 μF 40 V
$C_2$ : 100 μF 40 V
$C_3$ : 100 μF 40 V
$C_4$ : 47 μF 16 V
$C_5$ : 0,1 μF 63 V
$C_6$ : 1 μF 63 V faibles fuites (voir texte)
$D_1$, $D_2$, $D_3$, $D_4$ : 1N4002
$D_5$, $D_6$ : BZX 55 C5V6
$D_7$ : 1N4148
$D_8$ : Diode LED rouge
$T_1$ : 2N2904
$T_2$ : TXAL (TRIAC 700 V, 10 A)
$T_3$ : BC 108 B
$T_4$ : 2N2905
$T_5$ : BC108 B
$T_6$ : 2N2222
$U_1$ : CD4011
$U_2$ : LF 351 N
$U_3$ : H11A1 (GeCo)
$U_4$ : SFC 2812 LEC (Sescosem)
CEL : CL5M9M (Clairex) ou équivalent (voir texte).
$K_1$ : poussoir simple
$K_2$ : interrupteur secteur
Fu : Fusible (dépend de la puissance de L)
Transformateur d'alimentation, voir texte.

**H. LECOURT**

Fig. 9. – Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 8.

# bloc-notes

## Nouveau lecteur de cassette portable stéréo, le TPS-L2 Sony

Le TPS-L2, baptisé « Walk-Man Sony », est un lecteur de cassette portable stéréo, muni d'un casque d'écoute. Son poids extrêmement léger (380 g) et ses dimensions réduites : 88 x 133,5 x 29 mm (l x h x p) ont été spécialement conçues pour permettre une écoute en tous lieux et quelque soit l'activité de son utilisateur : sports tels que : ski, skate, vélo, jogging... Un étui et une lanière permettent de l'accrocher à sa ceinture ou de le porter en bandoulière. Il assure une parfaite indépendance d'esprit et de mouvement, laissant libre d'aller où l'on veut et d'être aussi actif que l'on souhaite, tout en pemettant d'apprécier un programme stéréophonique d'une qualité exceptionnelle.




Le Walk-Man Sony est fourni avec le nouveau casque stéréo MDR3-L2, spécialement conçu pour cet appareil. D'une extrême légèreté (40 g) et de type ouvert, il est équipé de haut-parleurs au cobalt samarium, ce qui explique sa qualité musicale.

Le Walk-Man Sony est muni de 2 entrées casque. Un circuit « Hot Line », (ligne directe) équipe le Walk-Man Sony. Cette fonction permet de tenir une conversation avec des personnes extérieures ou avec une personne écoutant simultanément la cassette grâce à la seconde prise casque. Il suffit pour cela, d'appuyer sur la touche « Hot Line » : le volume sonore de la cassette s'abaisse et la voix de l'interlocuteur est captée par le micro incorporé et transmise directement aux casques.

**Autres fonctions équipant le TPS-L2**

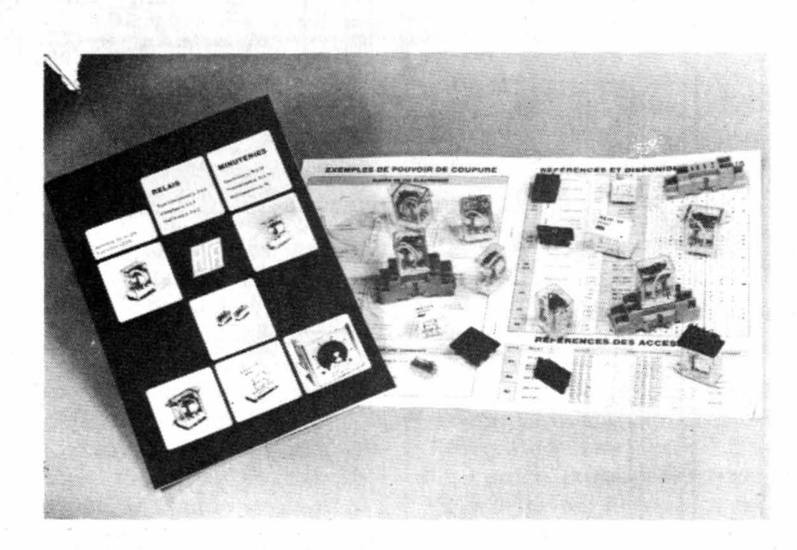
– Fonctions avance et retour rapide (touches CUE et REVIEW).
– Contrôle de tonalité (touche High Low).
– Indicateur lumineux s'allumant lorsque l'appareil est en fonction et permettant de vérifier l'état des piles.
– Moteur sans noyau, asservi par un générateur de fréquence incorporé assurant une excellente stabilité de défilement de la bande et une plus grande durée de vie des piles.
– Contrôle de volume séparé pour le canal gauche et droit.
– Mécanisme d'arrêt automatique en fin de bande.
– Mécanisme d'équilibrage de la force centrifuge assurant un défilement régulier de la bande, même lorsque l'appareil est en mouvement.

## Nouveaux produits

La société RSA (Relais signalisation automatisme 17,19, rue Etex 75018 Paris) du groupe Chauvin Arnoux, vient de conclure un accord de représentation exclusive pour la France avec la firme japonaise Izumi Denki Corporation.

Cette représentation exclusive concerne :

– Les relais d'automatismes de la série internationale.
– Les relais d'interface.
– Les relais Dual in Line
– Les minuteries synchrones et pneumatiques.
– Les mini-compteurs.
– Etc.

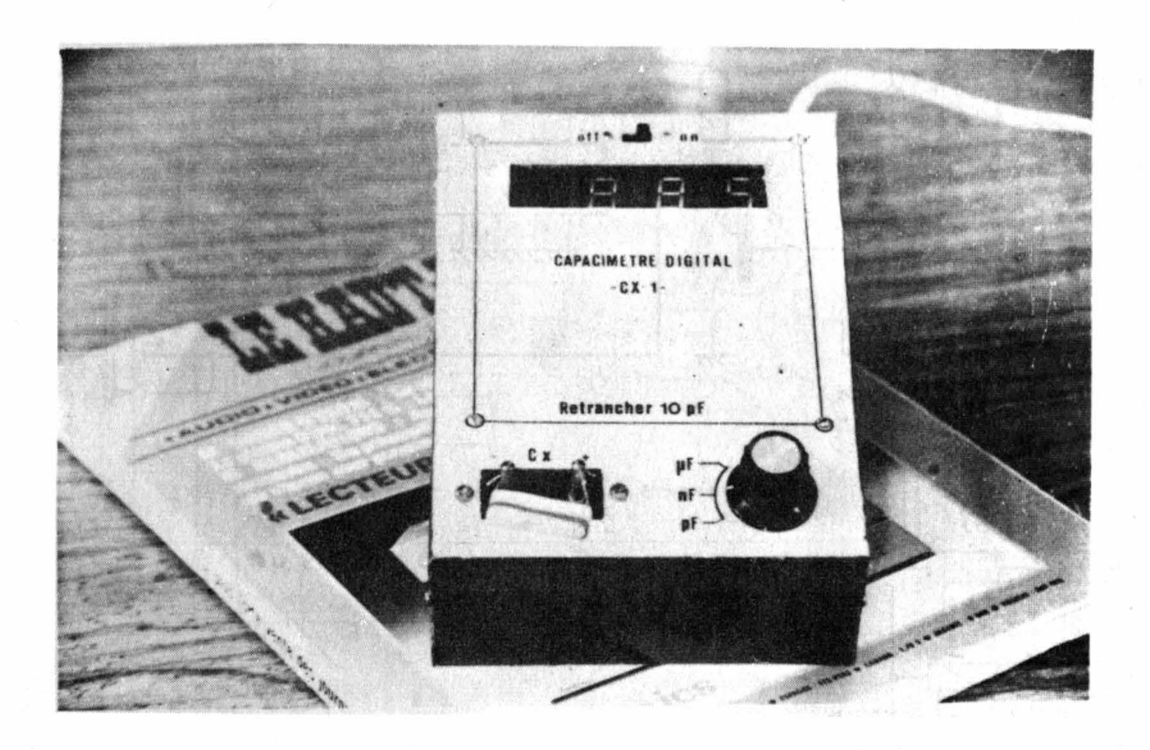



Ces nouveaux produits, décrits dans une notice 16, pages éditée par RSA, sont disponibles sur stock depuis le mois de mars.

RSA, actuellement l'un des premiers constructeurs de relais industriels, complète ainsi ses propres productions par des lignes de relais destinés aux applications électroniques.

Cet accord, en lui ouvrant de nouveaux marchés, doit contribuer à la réalisation des objectifs de croissance que s'est fixée la société RSA.

Un catalogue reprenant la description de cette nouvelle gamme de relais est fourni gracieusement, sur simple demande : à RSA, 17-19, rue Etex, 75018 Paris.




# RETOUR SUR LE CAPACIMETRE DIGITAL CX1

**LE capacimètre digital CX 1 décrit dans le numéro 1649 de la revue nous a valu un abondant courrier, il semble donc que cet appareil ait été réalisé par un certain nombre d'entre vous, ce qui nous cause une grande satisfaction. En dehors des lettres portant sur des problèmes de simple dépannage ou de mise au point, certains réalisateurs semblent constater une imprécision notoire de leur appareil sur la gamme 0,1 à 999 µF.**

**Tel que nous l'avions décrit, le CX 1 ne permettait qu'une mesure approchée sur cette gamme (précision de 3 à 5 % environ) et ce, en raison de la technique employée. Par contre, sur les autres gammes la précision des mesures atteint très facilement 0,5 %. Comment retrouver une telle précision sur la dernière gamme ? C'est ce que nous vous proposons d'étudier ce mois-ci.**

## – I – Rappel sur le fonctionnement du CX 1

Nous vous rappelons que dans le CX 1 la mesure de la capacité s'effectue par celle de la période du signal produit par un oscillateur qui effectue une conversion capacité/fréquence linéaire. La conversion que nous avons utilisée est de 1 µs par pF en gamme 1, 1 µs par nF en gamme 2 et de 1 µs pour 0,1 µF en gamme 3. Or cette conversion est rendue variable par la modification du rapport (RA/RC) RD (H.P. N° 1649, figure 3) et il apparaît que le fonctionnement devient aléatoire pour des valeurs de RC élevées ce qui est le cas en gamme 3. Sur le prototype nous avions constaté un manque de stabilité de l'affichage en gamme 3, problème qui fut résolu par la mise en place d'un transfo de 8 V, 6 VA et de $C_4$ mais nous avions constaté que le CX 1 ne fournissait des indications sérieuses que pour des valeurs de CX supérieures à une vingtaine de µF et que la précision avoisinait les 5 %.

Nous nous étions contenté de ces résultats car, comme nous l'avions indiqué, la mesure avec précision de la valeur d'un condensateur de plus de 10 µF ne sert pas à grand-chose car ils sont utilisés dans 99,9 % des cas dans des conditions supportant allègrement un écart de 10 à 20 % par rapport à leur valeur nominale.

Seulement, voilà, de nombreuses demandes nous sont parvenues nous demandant de trouver un système permettant de retrouver l'excellente précision des gammes 1 et 2 en gamme 3. Nous nous sommes donc penché sur le schéma et vous proposons de modifier le CX 1 ainsi que nous vous l'exposons dans le chapitre suivant.

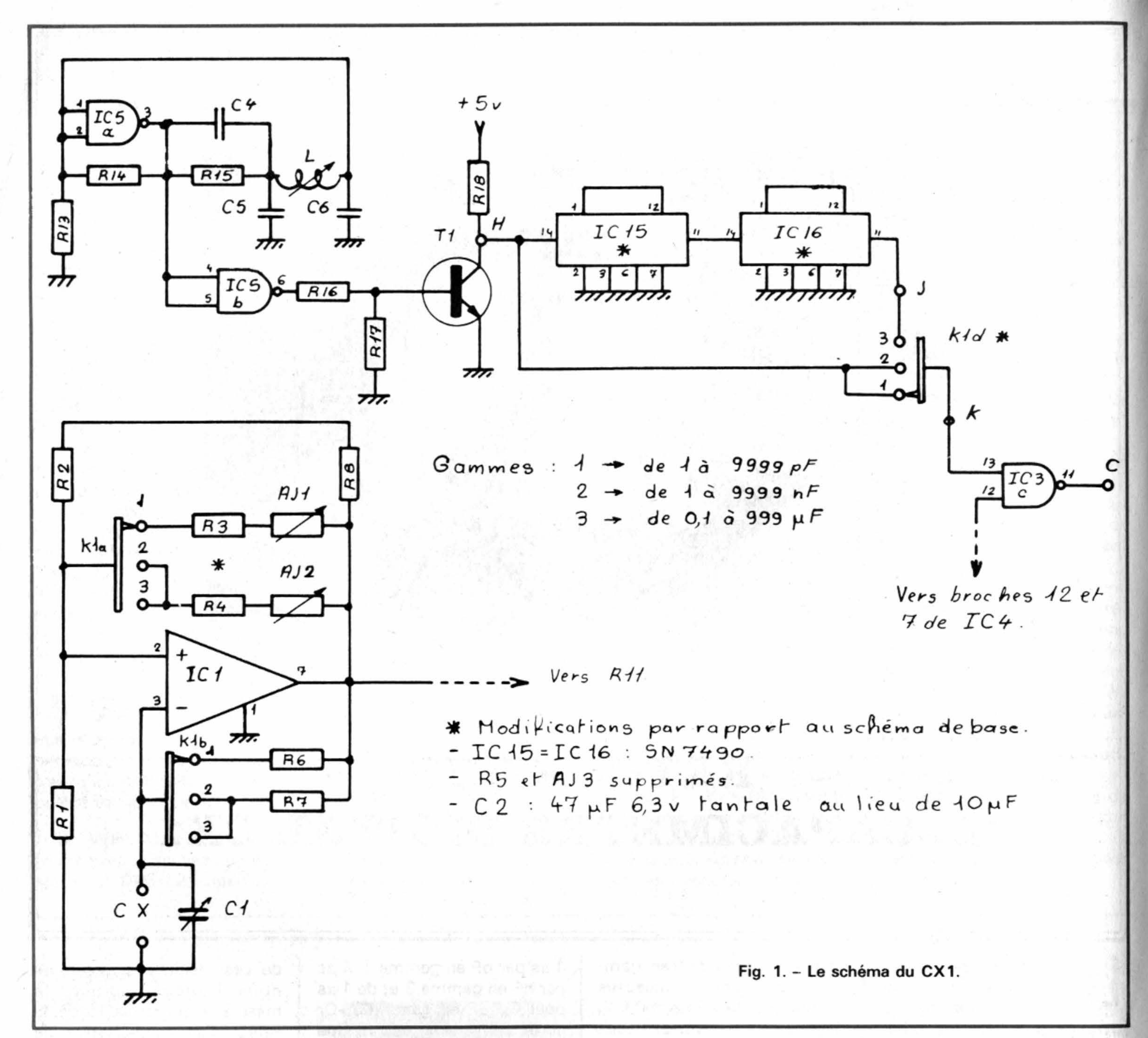



**Fig. 1. – Le schéma du CX1.**

## – II –
## Modification du CX 1

Il vous faut tout d'abord savoir qu'en gamme 2 il est possible de mesurer des capacités allant jusqu'à 20 000 μF, nous utiliserons donc $R_4$ et $AJ_2$ pour la mesure des capacités de 1 nF à 999,9 μF. Le schéma de la figure 1 vous montre que le convertisseur C/F n'a subi que peu de modifications puisque seuls $R_5$ et $AJ_3$ ont disparu alors que les bornes 2 et 3 de K1a ont été réunies. La conversion en gamme 3 devenant 1 μs par nF nous avons donc agi sur la fréquence d'horloge 1. L'essentiel de la modification porte sur la base de temps 1 qui est maintenant suivie de deux diviseurs de fréquence par 10 du type 7490 ce qui permet, grâce à K1d, d'injecter à l'entrée de la porte $IC_{3c}$ un signal d'une fréquence de 1 MHz en gammes 1 et 2 et de 10 kHz en gamme 3. En gammes 1 et 2, le compteur affiche le nombre de micro-secondes que dure la période du signal produit par le convertisseur C/F alors qu'en gamme 3 il affiche le nombre de centaines de microsecondes que dure la période de ce même signal. De plus, il faut porter à plus de deux secondes le temps de résolution du CX 1 car la résolution de 1 seconde qui était choisie à l'origine ne permettrait pas l'obtention d'un espace de temps suffisamment long pour interpréter le résultat de la mesure.

La valeur de $C_2$ est donc portée à 47 μF et il vous sera peut-être nécessaire de modifier la valeur de $R_9$ afin d'obtenir un signal d'une période de 2,5 s au moins en sortie de $IC_2$.

Les deux diviseurs 7490, $IC_{15}$ et $IC_{16}$ prennent place sur un petit circuit imprimé en bakélite simple face qui est représenté à l'échelle 1/1 sur la figure 2. Ce circuit se place derrière le circuit A entre le transfo et le bord du coffret. Le circuit principal est à modifier ainsi que vous le montre la figure 3, le circuit est coupé entre le collecteur de $T_1$ et la broche 13 de $IC_3$ et les broches 2 et 3 de K1a sont à relier ensemble après avoir oté $R_5$ et $AJ_3$. Les liaisons entre H et K1d, K et K1d ainsi que H et J du circuit A avec le circuit des diviseurs se font à l'aide de fil souple de 5/10. Si vous avez déjà

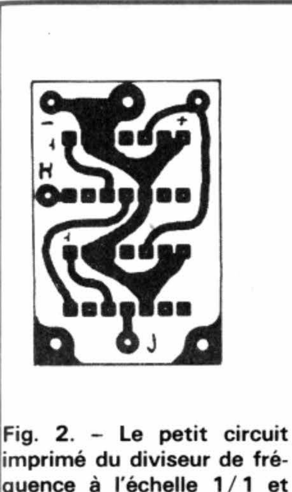
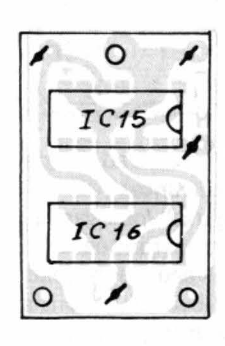



Fig. 2. – Le petit circuit imprimé du diviseur de fréquence à l'échelle 1/1 et implantation des composants.



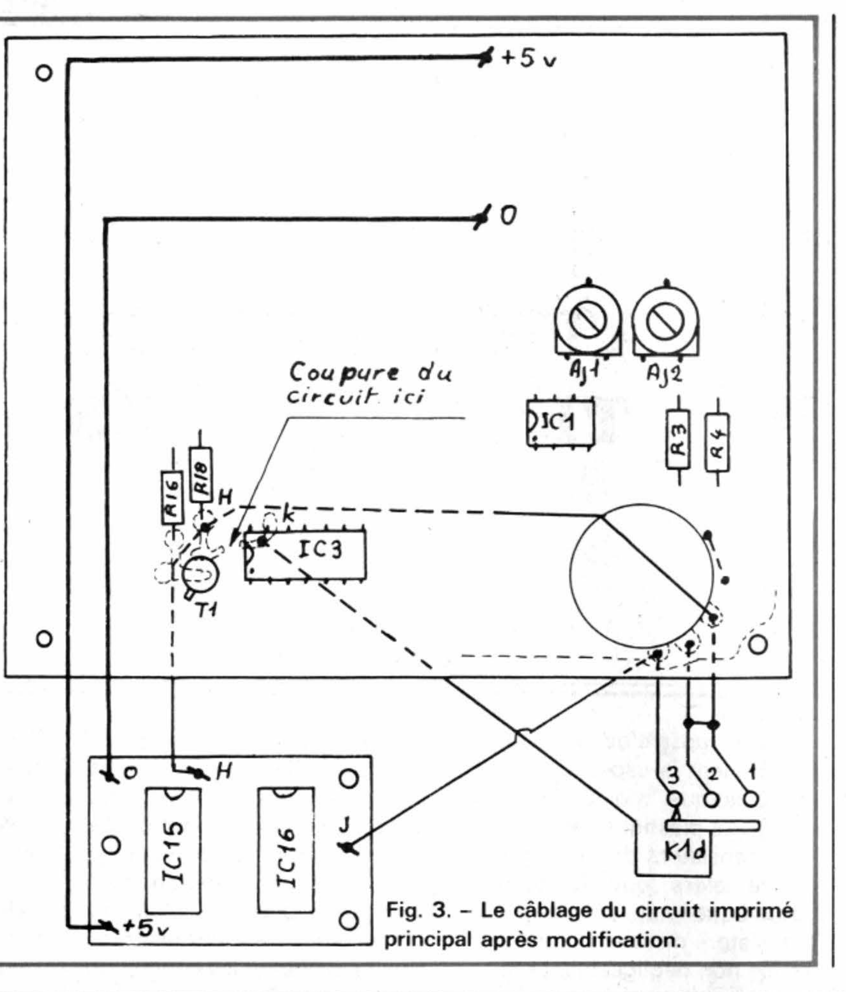




Fig. 3. – Le câblage du circuit imprimé principal après modification.

étalonné le CX 1, il est inutile de le reprendre puisque seule la fréquence de l'horloge est modifiée, de même, il est inutile d'intervenir sur le réglage de L.

Nous en avons terminé avec la description de cette petite modification simple et efficace puisqu'avec deux circuits intégrés, il est possible d'effectuer des mesures très précises sur toutes les gammes de l'appareil.

Les amateurs exigeants seront donc, nous l'espérons, satisfaits. Nous recommandons à ceux qui constateraient un affichage aléatoire de vérifier la parfaite qualité de l'alimentation, la moindre ondulation résiduelle sur le + 5 V provoquant une erreur de lecture.

Nous espérons que les indications fournies vous permettront de mener à bien cette modification et restons à l'entière disposition de ceux d'entre vous qui éprouveraient quelques difficultés.

**Ph. WALLAERT**

# UTILISATION PRATIQUE DES TRANSISTORS

LORSQU'ON se trouve en face d'un montage à transistors ou si l'on désire effectuer des essais à partir des transistors dont on dispose, il est de première importance de connaître, avec précision, non seulement l'essentiel des caractéristiques de chaque élément mais encore ce que l'on appelait, pour une lampe, le « brochage » autrement dit l'identification des fils, pattes ou broches de sortie.

Les tout premiers transistors comportaient un élément semi-conducteur à l'air libre, ce qui en limitait la durée de vie. Plus tard, cet élément fut enduit de graisse et protégé par une capsule de verre, mais maintenant la capsule est soit en plastique moulé, soit en métal. Le plastique est réservé aux transistors de faible puissance alors que le boîtier métallique est affecté aux transistors dissipant une puissance non négligeable. La dissipation thermique est, en effet, un problème capital dans l'utilisation des transistors. Les transistors de puissance, en particulier, sont des semi-conducteurs qui présentent une résistance thermique, entre jonction et boîtier, inférieure à 15° Kelvin par watt. Ils doivent évacuer, à travers cette résistance, vers le boîtier et très rapidement, la chaleur produite au niveau de la jonction. Les échanges thermiques avec l'air ambiant se font donc à partir du boîtier métallique qui peut, nous le verrons plus loin, être prolongé par une surface refroidissante plus ou moins grande suivant les transistors utilisés et les conditions d'utilisation. Dans les transistors de très faible puissance, le problème de la dissipation de la chaleur est d'une importance secondaire, c'est pourquoi on n'ajoute aucun artifice de dispersion. C'est le cas des transistors HF, MF ou préamplificateurs BF dans un récepteur, par exemple qui travaillent à faible courant.

Une résistance thermique de 15 °C/W se traduit de la manière suivante :

Lorsqu'une puissance de 1 W est transformée en chaleur au niveau de la jonction collecteur-base d'un transistor, celle-ci se trouve portée à une température de 15 °C supérieure à celle du boîtier. C'est ainsi que, pour prendre un exemple très courant, le transistor BC109 a une limite de température de jonction, tj, de 200°/W. Ce qui ne veut pas dire qu'on peut l'amener à dissiper une puissance de 1 W en permanence. Bien au contraire, ce traitement aurait des conséquences tragiques car l'accumulation de chaleur au niveau de la jonction d'un transistor au

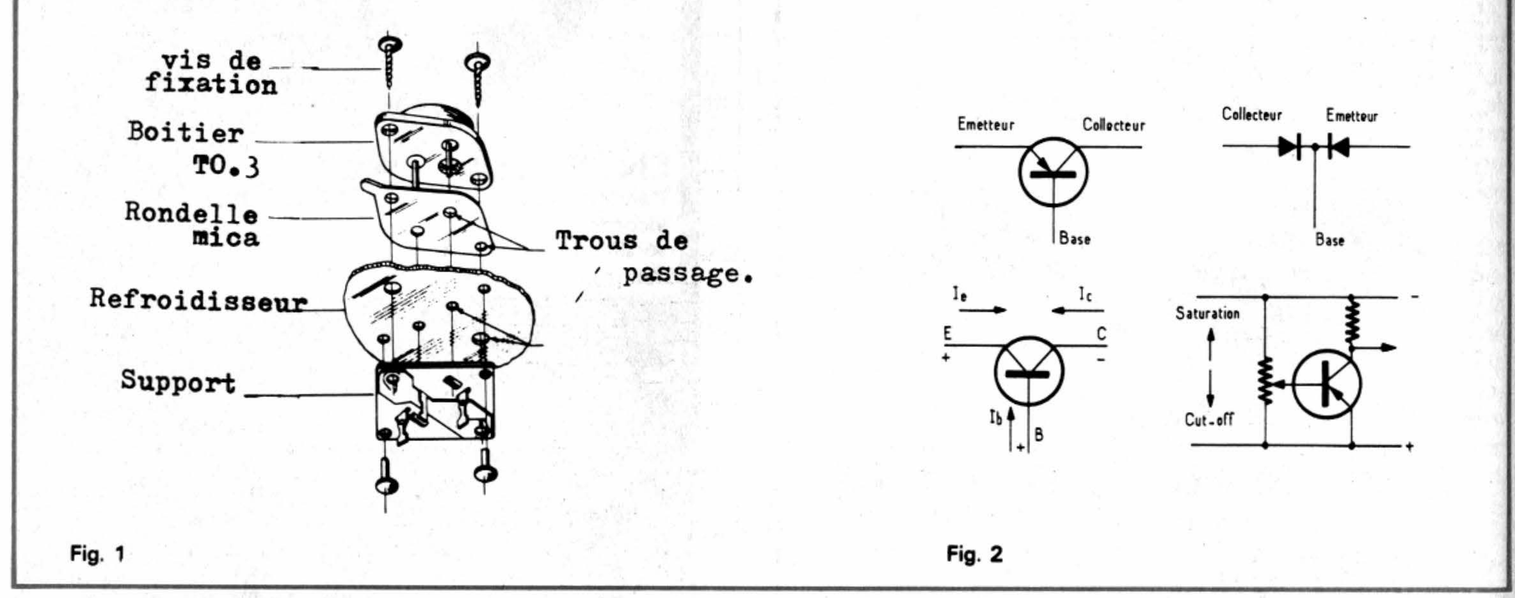
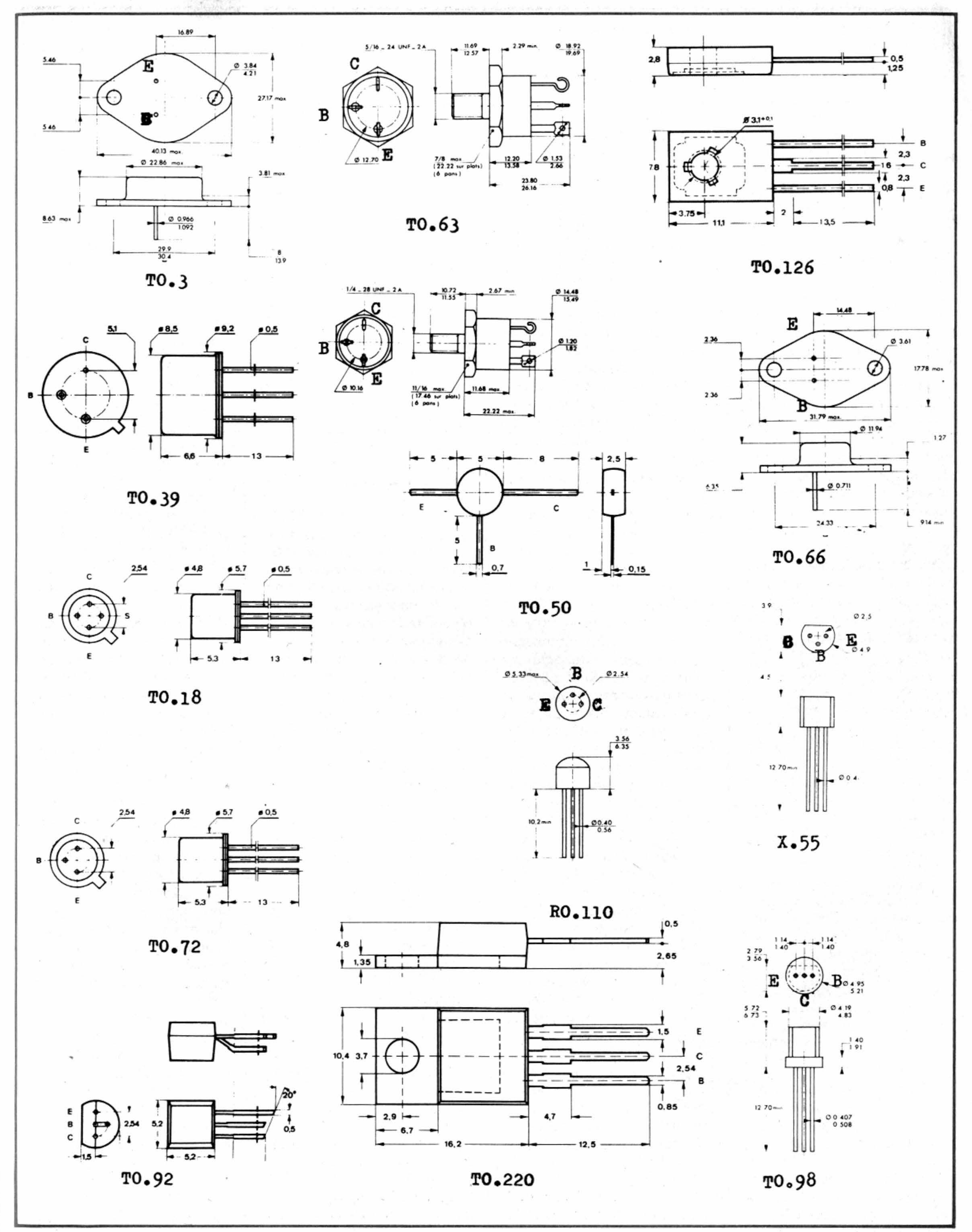



Fig. 1

Fig. 2



TO.3
TO.63
TO.126
TO.39
TO.66
TO.50
TO.18
X.55
RO.110
TO.72
TO.92
TO.220
TO.98

silicium ne peut dépasser 150 à 200 °C. Or, c'est ce qui ne manque pas de se produire car l'élévation de température de la jonction entraîne une diminution de la résistance interne qui se traduit par un courant plus élevé et un échauffement croissant. Les transistors de puissance ont une résistance thermique très faible. Pour prendre un autre exemple très courant, nous noterons que le très répandu, 2N3055, présente une résistance thermique de 1,5 °/W, c'est-à-dire que la température de la jonction n'est que de 1,5 ° supérieure à la température du boîtier pour une dissipation de 1 W. C'est ce qui explique que ces possibilités de dissipation sont aussi élevées que 115 W. Celle du BC109 est de 300 mW. Il faut remarquer que l'élément semi-conducteur des transistors de puissance est logé dans un boîtier de métal épais et bon conducteur de la chaleur, que le collecteur est électriquement réuni à ce boîtier et que la face interne est dressée de manière à adhérer étroitement à une surface parfaitement plane telle que celle d'un radiateur thermique qui est, en fait, une extension du boîtier proprement dit (fig. 1). Il prend d'ailleurs diverses formes généralement à ailettes. Les transistors de puissance en boîtier plastique sont munis d'une ailette de refroidissement, en métal épais et dressée de manière à être prolongée par une surface plane dispersante qui joue le même rôle que ci-dessus.

Pour les petits transistors, à boîtier métallique ou plastique, la résistance thermique jonction-ambiant (R h t JA) est souvent indiquée dans les catalogues de caractéristiques. Elle est toujours supérieure à R t h JC (résistance thermique jonction-boîtier) parce que la résistance thermique boîtier-ambiant vient s'y ajouter.

La connaissance des caractéristiques thermiques est donc de la plus haute importance. Une autre considération d'importance est la connaissance des correspondances des fils ou broches. Après une période assez longue où chaque constructeur adoptait sa propre identification et ses propres dispositions et formes de boîtiers, on est enfin arrivé à une standardisation à peu près universellement admise. Nous donnons ci-contre la plupart des boîtiers courants avec les brochages correspondants. Les plus gros ont à la fois la plus faible résistance thermique et la plus forte dissipation. C'est dans cette catégorie que se rangent le TO3 (150 W et 1,5°/W), le TO220 (80 W et 2°/W). Dans les boîtiers moyens se situe le TO39 (1 W et 50°/W). Quant aux autres, plus petits, du type TO18, par exemple, ils ne dissipent pas plus de 0,3 W avec, toujours, une résistance thermique, au-dessus de 100°/W, et cela est encore plus vrai pour les modèles à boîtier plastique du type RO110, TO98 ou X55.

Les indications ci-dessus permettent d'identifier, à peu près, à coup sûr, pour l'essentiel, la plupart des transistors courants, mais on peut également, en particulier, pour en déterminer le branchement, procéder autrement en faisant appel à un simple ohmmètre.

S'agissant d'un transistor PNP, on peut le caractériser comme l'indique la figure 2. La partie gauche est une image de la disposition des polarités, à laquelle correspond la configuration de la jonction qui se résume en fait à deux diodes en opposition. Nous trouvons ensuite la représentation schématique bien connue avec mention des polarités et enfin le sens de circulation du courant en allant du plus vers le moins. Le moyen le plus rapide pour déterminer la nature d'un transistor est de mesurer la tension normale émetteur-base. S'il s'agit d'un NPN, dont la base est positive d'environ 0,25 V par rapport à l'émetteur, il s'agit d'un transistor au germanium. Si cette tension est supérieure, de l'ordre de 0,65 V, c'est, au contraire, un silicium. Pour les transistors PNP, les tensions sont les mêmes mais évidemment avec un émetteur positif par rapport à la base.

Pour s'assurer qu'un transistor est en bon état, le mieux est sans doute de disposer d'un transistor-mètre. Cependant, un contrôleur sur la position ohmmètre peut donner d'utiles et très suffisantes indications.

Si le transistor est dans un circuit, on doit trouver les tensions émetteur-base mentionnées ci-dessus. On peut également vérifier que le transistor amplifie effectivement. Pour cela, il suffit de court-circuiter l'émetteur avec la base, ce qui supprime la polarisation. La tension collecteur doit alors augmenter pratiquement très proche de la tension d'alimentation puisqu'il n'y a plus de courant de collecteur. Nous disons pratiquement très proche car il reste le courant de fuite collecteur-base. Plus la chute de tension dans la résistance de charge de collecteur dans cette position d'essai est faible et meilleur est le transistor.

Dans la vérification statique, c'est-à-dire hors circuit, l'ohmmètre doit être connecté sur une position de grande sensibilité (ne jamais utiliser la sensibilité R × 1 car, la résistance de l'ensemble du circuit étant faible, le courant dans le sens conducteur risque d'être trop élevé pour le transistor considéré). Il va sans dire également que les pointes de touche de l'appareil de mesure doivent être repérées en polarité : le « plus » est généralement rouge et le « moins », blanc. Ces précautions étant prises on opérera comme suit :

D'abord pour les petits transistors au germanium, connecter la borne positive à l'émetteur et la borne négative à la base (en PNP) et l'inverse, naturellement, en NPN. On lira de 200 à 500 Ω. En déplacement la borne de la base au collecteur, sans débrancher l'émetteur, la lecture variera de 10 kΩ à 100 kΩ, et si l'on court-circuite collecteur et base, la résistance apparente doit décroître.

En opérant de la même manière avec des transistors de puissance, mais toujours au germanium, la première lecture, qui correspond à la résistance apparente entre émetteur et base, est de 30 à 50 Ω et la seconde (collecteur-émetteur) plusieurs centaines d'ohms avec une très nette diminution quand on court-circuite base et collecteur.

Avec les transistors de faible puissance au silicium PNP, la manipulation reste la même que pour les transistors au germanium mais la résistance apparente est plus élevée (1 à 3 kΩ). De même entre émetteur et collecteur, la lecture est très élevée donnant même l'impression d'une coupure. Les transistors NPN présentent les mêmes caractéristiques sous réserve que les connexions aient été inversées.

Avec les transistors de puissance au silicium PNP, la résistance émetteur-base est également plus élevée (200 Ω à 1 kΩ) et la résistance émetteur-collecteur est de 1 MΩ ou davantage. Même observation pour les NPN en inversant les polarités de l'appareil de mesure.

Tout transistor qui se tient dans ces caractéristiques approximatives en continu peut être considéré comme en bon état et capable de donner satisfaction.

Enfin, nous ne saurions terminer sans aborder un problème que nous n'avons jamais traité nulle part et qui a pourtant son importance : celui du danger de la manipulation des transistors. Nous avons en effet, au début de cet article, mentionné que l'élément semi-conducteur du transistor est souvent enduit de graisse faisant la jonction thermique avec le capot métallique. La quantité de graisse dans les transistors de puissance est loin d'être négligeable. Or, il s'agit d'une pâte blanche d'oxyde de berryllium, lequel est un poison violent qui même en très faible quantité est hautement dangereux et compte parmi les substances les plus hautement cancérigènes. En conséquence, pas de curiosité mal placée en présence d'un transistor « claqué », sous prétexte de voir ce qui s'appelle une jonction. Ne jamais ouvrir un transistor et encore moins le donner aux enfants pour l'amuser. La meilleure peut être la pire des choses.

**Robert PIAT**
**F3XY**

# PRESSE TECHNIQUE INTERNATIONALE

## Horloge solaire à poursuite optoélectronique et V MOS

LES cadrans solaires sont connus de la plus haute antiquité et présentent des avantages et des inconvénients. Ils ne sont plus actuellement que des objets de curiosité et certains sont des témoignages d'un passé glorieux, en particulier chez les Grecs, les Romains et chez d'autres descendants de vieilles civilisations.

L'électronique a voulu toutefois démontrer, une fois de plus, qu'aucun domaine ancien ou moderne de l'activité humaine ne peut lui échapper et par conséquent elle a « pris en mains » le problème de l'horloge solaire en réalisant un cadran solaire présentant les particularités suivantes.

1° Fonctionnement faisant appel à l'électronique, à l'optoélectronique et à la mécanique.

2° Dispositif alimenté entièrement par des cellules solaires éclairées par le soleil.

3° Dispositif de poursuite du soleil par capteurs optoélectroniques, circuit différentiel, moteur.

4° Emploi de V MOS pour la commande du moteur.

Les indications horaires obtenues ne sont toutefois qu'approximatives et l'appareil proposé présente plus d'intérêt en tant que réalisation ingénieuse que comme une horloge ou une montre de précision.

L'ensemble opto-mécano-électronique que nous allons décrire a été proposé par **Winn L. Rosch et Martin Bradley Weinster** dans **Popular Electronics** Vol 17 n° 3.

Nous en donnons ci-après un compte rendu détaillé pour la documentation de ceux de nos lecteurs qui s'intéressent aux techniques diverses auxquelles les deux auteurs ont fait appel. Indiquons que le système d'alimentation à partir de la lumière solaire est complet. Il comprend les cellules solaires, la diode de protection et des accumulateurs au cadmium-nickel.

En l'absence du soleil, l'appareil ne peut fonctionner

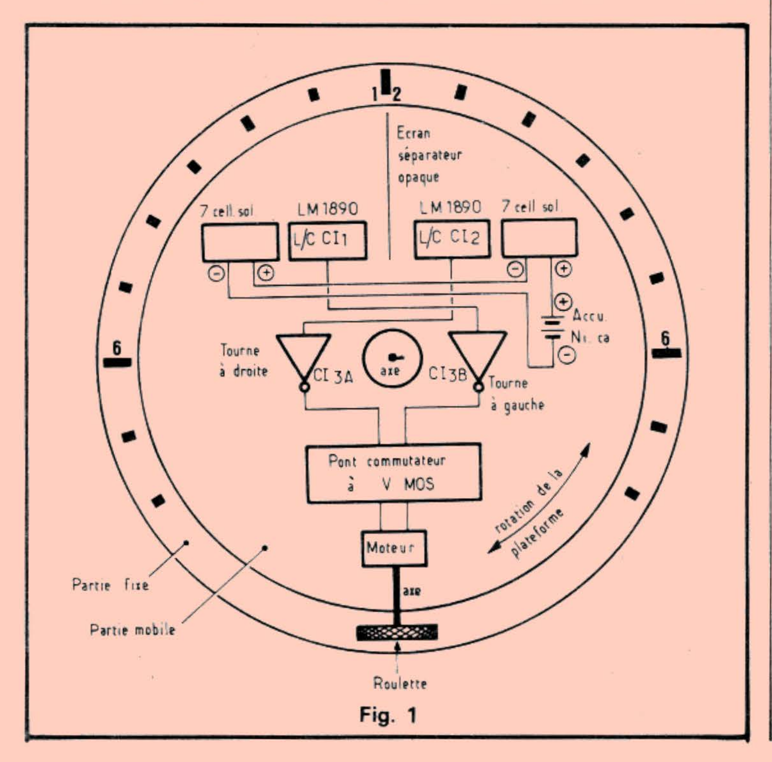



Fig. 1

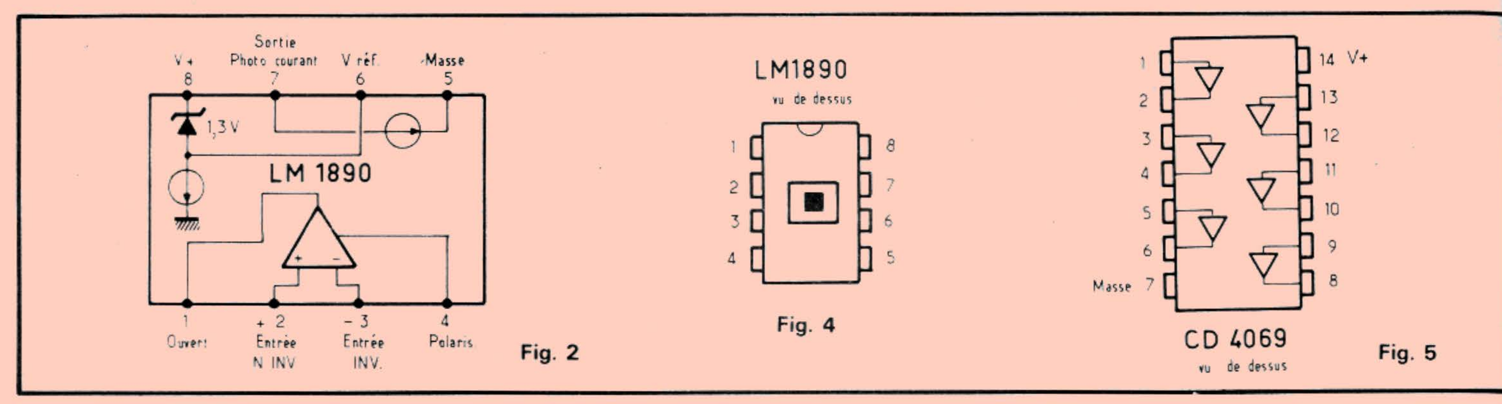


Fig. 2 Fig. 4 Fig. 5

en raison de l'impossibilité de poursuivre un guide absent, le soleil, en l'occurrence.

A la figure 1 on indique le montage simplifié de l'appareil qui est de forme circulaire et se place là où le soleil peut commander le système de poursuite.

Il y a une partie fixe, solidaire du sol, que l'on oriente une fois pour toutes et une partie mobile, également circulaire de plus petit diamètre qui peut tourner autour d'un axe disposé au centre commun des deux cercles, fixe et mobile. La partie fixe est munie d'inscriptions indiquant les heures, depuis le lever du soleil vers 4 heures du matin jusqu'au coucher du soleil, vers 20 heures (ou 8 heures) du soir. Pratiquement on comptera prudemment sur 12 heures, de 6 à 18 heures (6 heures du soir, dans les pays anglo-saxons et autres n'ayant pas adopté le système à 24 heures).

Sur la figure, le disque mobile est en position 12 heures, donc celle où le soleil est dans la position correspondante.

A mesure que le temps s'écoule, le soleil se déplace, sur notre image théorique.

Si par exemple il dépasse la direction 12 heures pour s'approcher de la direction 12 heures 15 minutes, en raison de l'écran séparateur, il éclairera plus la partie du cercle mobile se trouvant, sur notre figure, à droite de l'écran.

Cette situation donne lieu à un plus important éclairage de la photocellule CI-2 et un moindre éclairage de CI-1.

Ce déséquilibre est traduit par une tension appliquée à un pont commutateur à quatre V MOS qui produit un signal faisant tourner un moteur dont l'axe est muni d'une roulette qui fait tourner tout le système mobile dans le sens du rétablissement de l'équilibre, c'est-à-dire correspondant à ce que l'écran séparateur se trouve devant la graduation 12 h 15.

Cette poursuite s'effectue depuis le lever du soleil jusqu'à son coucher.

Passons maintenant au montage électronique en nous reportant aux schémas des figures suivantes, les figures 2 et 3.

## Circuits sensibles à la lumière

En premier lieu, on considérera le système d'alimentation autonome de toute source, basé sur l'emploi de deux fois 7 cellules solaires dont les deux emplacements sont indiqués sur la figure 1, de part et d'autre de l'écran séparateur. Ces cellules sont suffisamment distantes de cet écran de sorte qu'un déplacement relatif du soleil n'empêche aucun des deux groupes de 7 cellules d'être éclairées.

Ces cellules sont montées en série. Chaque cellule donne environ 0,4 à 0,5 V, ce qui permet de compter sur une tension totale de l'ordre de 3 V.

Les cellules solaires sont indiquées à gauche sur le schéma général de la figure 3.

D'autre part, en bas de ce schéma, se trouve la ligne négative du montage. A cette ligne sont reliés les pôles négatifs des ensembles série des cellules solaires (à gauche) et des accumulateurs au NiCd (à droite). La tension totale de ces éléments est du même ordre que celle des cellules, elle peut être inférieure, égale ou supérieure à cette dernière.

Pour protéger les cellules solaires, on a disposé dans la ligne positive d'alimentation (en haut sur le schéma) la diode $D_2$ du type 1N4002, orientée avec l'anode vers les cellules et la cathode vers les accumulateurs.

Soit $V_{cel}$ la tension des cellules et $V_{acc}$ celle des accumulateurs. Si $V_{cel} > V_{acc}$ la diode est conductrice et la série de 14 cellules charge la série de 5 accumulateurs.

Si $V_{cel} = V_{acc}$ il y a équilibre. Si $V_{cel} < V_{ac}$, la diode est bloquée et les cellules ne peuvent recevoir la tension des accumulateurs.

Dans le premier cas, le montage est alimenté par les cellules solaires avec les accumulateurs en tampon.

Dans le troisième cas, les accumulateurs alimentent l'appareil. Ce cas peut se présenter en plein jour, lorsqu'un obstacle s'interpose entre le soleil et le cadran à cellules

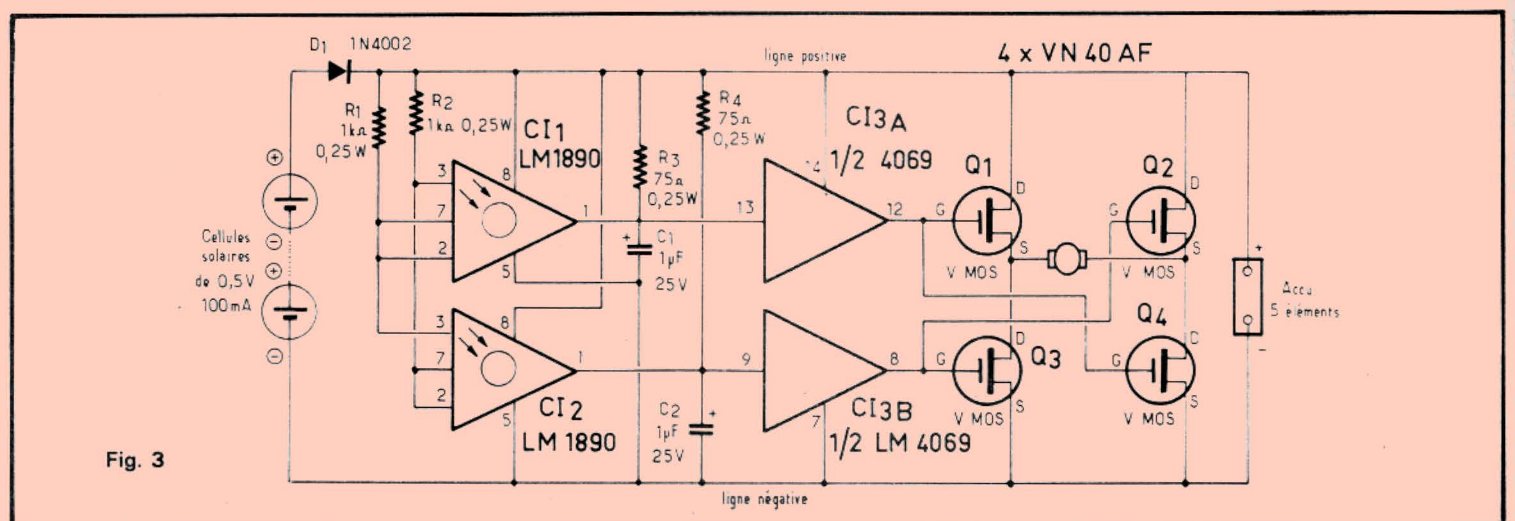


Fig. 3

solaires ainsi que bien entendu, la nuit. Considérons maintenant les circuits intégrés CI-1 = CI-2 = LM 1890. Ces CI sont des amplificateurs commandés par un élément photosensible. La composition intérieure simplifiée est indiquée à la figure 2. On y trouve l'élément photosensible, la diode zener de 1,3 V qui stabilise la tension appliquée à l'élément et l'amplificateur.

Les branchements sont : 1 = sortie du photoamplificateur, 2 = entrée non inverseuse, 3 = entrée inverseuse, 4 = polarisation, 5 = masse, 6 = tension de référence, 7 = sortie du photoélément, 8 = + alimentation.

L'alimentation produite par les cellules et les accumulateurs est inférieure à 100 mA, courant maximum pouvant être fourni par les petites cellules solaires adoptées par les auteurs du montage.

## Fonctionnement

Dans cet appareil, il ne s'agit que d'amplification de tension continue, lentement variable.

Les CI LM 1890 sont sensibles à la lumière et aux infrarouges. Ils sont alimentés sous 2,5 V minimum, ce qui est réalisé en connectant les points 8 à la ligne positive où la tension est de 3 V environ.

Les sorties 1 sont portées à une tension réduite par $R_3$ et $R_4$, avec découplage par $C_1$ et $C_2$.

D'autre part, la polarisation des entrées est assurée par $R_1$ et $R_2$.

A la figure 4 on montre le CI LM 1890 vu de dessus, avec sa fenêtre et ses 8 broches. Chaque CI fournit un courant à la sortie 1, dû à la conversion lumière à courant. Ce courant produit une tension correspondante aux bornes de la résistance $R_3$ ou $R_4$.

Ces tensions sont différentes dès qu'il y a le déséquilibre causé par le déplacement du soleil. De ce fait, les tensions appliquées aux entrées des circuits intégrés CD 4069 sont différentes et il en est de même de celles de sortie, aux points 12 et 8 de CI-3B respectivement. Ces tensions sont appliquées au pont constitué par 4 V MOS Siliconix du type VN 40 AF montés en pont.

La tension différentielle de commande du moteur est obtenue entre la source S R de $Q_1$ et le drain D de $Q_3$, d'une part, et la source $Q_2$ et le drain de $Q_4$, d'autre part.

Lorsque la tension différentielle a un certain sens, le moteur tourne dans le sens qui correspond au déplacement de la partie mobile du système, effectué par la roulette fixée sur l'axe du moteur, ce qui produit la « remise à l'heure » du cadran. Comme moteur on recommande un modèle de 1,5 à 3 V avec réduction de vitesse. Un modèle prélevé sur un jouet peut convenir.

Il faudra lui adapter la roulette. Il est nécessaire de procéder aux corrections pour passer du temps solaire au temps sidéral selon un tableau dû à K. Marshall que nous ne reproduirons pas ici.

Les corrections portent sur quelques minutes horaires, le maximum étant 16,4 mn en novembre.

A noter que l'écran séparateur (GNOMON) est en forme de demi-cercle disposé perpendiculairement au disque mobile. La platine qui correspond au montage électronique est solidaire de l'écran et de la partie mobile. Tous les autres éléments sont également fixés sur le disque mobile.

Pour une meilleure précision, on marquera les heures sur la partie fixe, par comparaison avec une montre précise. Faire attention à ce que la diode $D_1$ ne soit pas branchée à l'envers, ce qui empêcherait tout fonctionnement du système. Indiquons aussi que le disque fixe a un diamètre extérieur de 12 pouces (30,48 cm), son diamètre intérieur est de 8 pouces (20,32 cm), valeur également du diamètre du disque intérieur mobile. Cette description sommaire ne permettra pas une réalisation pratique par nos lecteurs. Pour plus de détails, voir l'article original paru dans Popular Electronics. Dans cet article, il n'y a pas de plans de câblage.

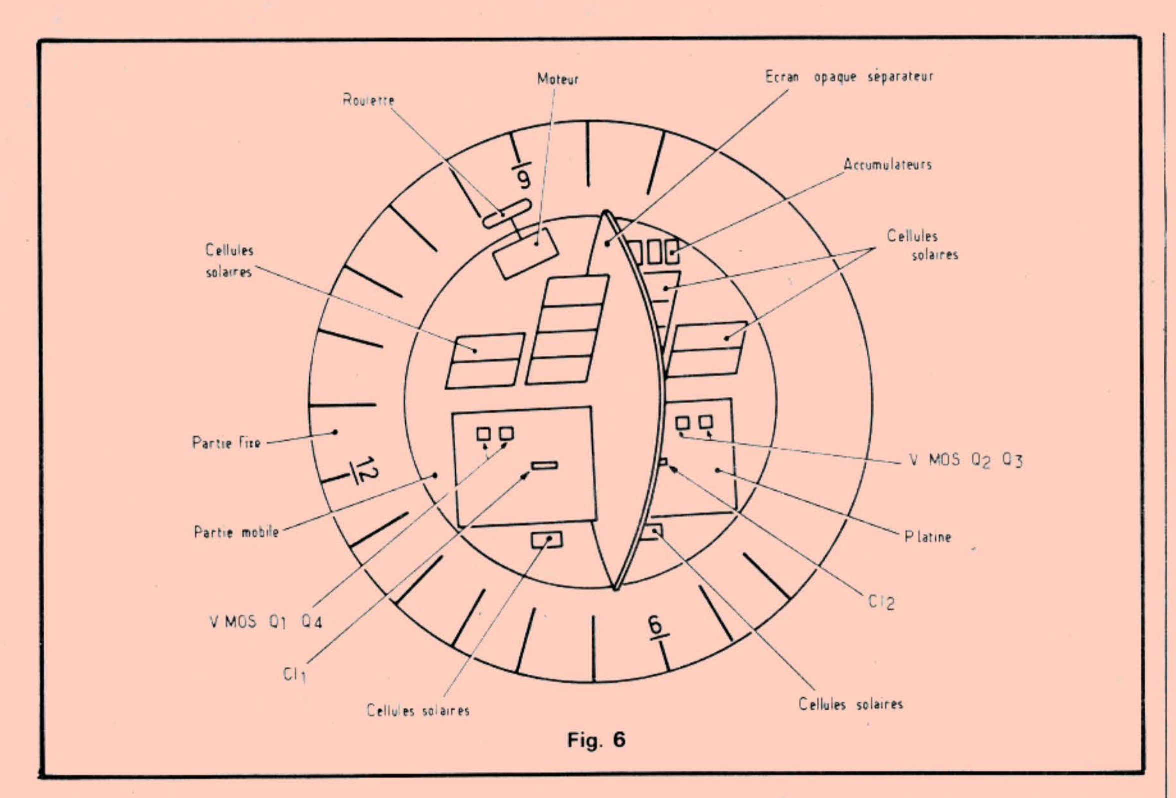



**Fig. 6**

Remarquons que le principe du montage décrit pourrait aussi être adopté dans un dispositif de poursuite du soleil sur des panneaux solaires importants, avec des modifications concernant le pont final et la puissance du moteur.

Le circuit intégré CD 4069 est un C MOS et doit par conséquent être manipulé avec les précautions recommandées pour l'emploi de semi-conducteurs FET (à effet de champ).

Le CD 4069 possède six éléments identiques et un boîtier à 14 broches Dual in Line comme on l'indique à la figure 5. C'est un ensemble de six inverseurs dont on n'a utilisé dans le présent appareil, que les éléments 13-12 et 9-8. Le + de l'alimentation est au point 14 et le – de l'alimentation est la masse, au point 7.

On ne connectera pas les autres broches. Le mouvement de la partie mobile étant commandé par la roulette en caoutchouc (ou matière plastique), le diamètre de cet accessoire peut être choisi pour déterminer la meilleure réduction de vitesse.

Des petits joints pour plomberie pourront peut-être convenir, il en existe à diamètre de 10 mm à 30 mm. Des petites roues de véhicules-jouets pourront également convenir.

Voici à la figure 6, l'appareil complet avec l'emplacement exact des parties composantes.

L'écran séparateur, en forme de demi-cercle, se trouve au milieu de la partie mobile. De part et d'autre, on a groupé les cellules solaires par ensembles de 3 + 2 + 1 = 7 cellules. La 7e cellule, en bas de la figure, est montée dans cette position afin d'éviter qu'elle soit masquée par la platine supportant le montage électronique.

Une encoche est pratiquée dans l'écran séparateur pour permettre le passage de la platine. Sur celle-ci on distingue les V MOS, groupés par deux de chaque côté et les circuits intégrés photosensibles CI-1 et CI-2, qui permettront d'obtenir le courant différentiel de commande du moteur représenté en haut sur la figure.

La partie fixe est graduée en heures, l'heure 12 se trouve à gauche, et l'écran, servant d'index (ou aiguille) est devant 5 heures.

Remarquons aussi les accumulateurs au CdNi groupés à droite de l'écran séparateur. Le mouvement de la partie mobile dépend du sens de rotation de la roulette. Si celle-ci tourne en sens inverse du sens correct, il suffira de permuter les connexions de branchement au moteur des sorties des V MOS.

On a également prévu un moyen d'adapter l'appareil à la latitude de l'endroit où il devra fonctionner.

Le réglage de latitude s'effectue en inclinant plus ou moins les cellules solaires de manière à ce qu'elles reçoivent le maximum de lumière du soleil à 12 heures (midi).

Dans l'étude originale on indique les procédés de mise au point de cet appareil qui est délicat à réaliser. Voici maintenant des nouveautés parues en France concernant également les cellules solaires et produites par les laboratoires LEP et par la RTC, les grands spécialistes en matière de cellules solaires.

## Photopiles solaires au silicium polycristallin pour applications terrestres

Dans un communiqué de presse récent (80-44) les **laboratoires d'électronique et de physique appliquée (LEP)** publient des détails sur leurs travaux concernant des photopiles (cellules) solaires au silicium polycristallin pour applications terrestres. On retiendra le fait que cette étude porte sur le silicium polycristallin, donc il s'agit d'introduire éventuellement ce silicium dans la composition de cellules à usage terrestre. Actuellement, la plupart des cellules solaires commerciales utilisent du silicium monocristallin.

Les études de LEP bénéficient du soutien du commissariat à l'Energie Solaire et de la commission des Communautés Européennes, en collaboration également avec le Carbone Lorraine. Le substrat de carbone traverse la zone de silicium fondu en entraînant verticalement un film liquide

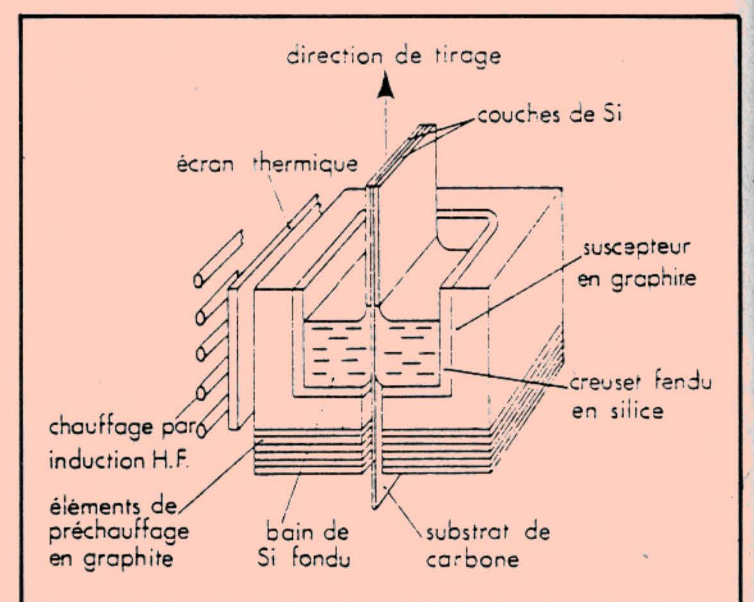



**Fig. 7. – Schéma de principe de la méthode de préparation du ruban de silicium polycristallin, dite du creuset fendu.**

de silicium qui se cristallise ensuite en se refroidissant.

Cette méthode est compatible avec le tirage en continu. Voici à la figure 7, le schéma de principe de la méthode de préparation du ruban de silicium polycristallin, dite de creuset fondu.

Les différentes parties du dispositif sont indiquées sur la figure. Le tirage se fait de bas en haut. Cette méthode permet de préparer, en continu, des couches d'épaisseurs contrôlables dans le domaine des 0 à 100 micromètres, à des vitesses de 0 à 12 cm/mn. Les homojonctions $n^+/p$ réalisées par diffusion, utilisent le substrat comme contact arrière et présentent un rendement de 7 à 8 %.

Une autre étude soutenue par le commissariat à l'Energie Solaire, a pour but de déterminer quelle est la structure optimum de la cellule solaire réalisée à partir de ce silicium polycristallin. Le matériau a les caractéristiques indiquées ci-après.

- Longueur de diffusion des porteurs minoritaires : 30 à 40 $\mu$m.
- Homojonctions $n^+/p$.
- Tension de circuit ouvert $V_{CO}$ = 0,53 V.

A la figure 8 on donne les caractéristiques I/V d'une photopile au silicium polycristallin dont la surface est :

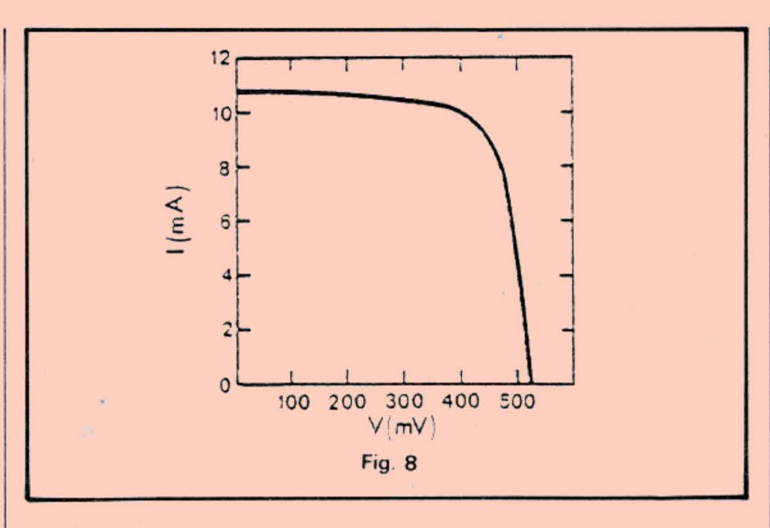


Fig. 8

S = 0,47 cm² sous éclairement AM1.

AM1 = air masse 1 = rayonnement solaire après traversée de l'atmosphère sous incidence normale et au niveau de la mer.

A la figure 9 on pourra voir le détail de l'appareillage utilisé dans la méthode du creuset fondu, schématisé à la figure 7.

La vue intérieure du four est indiquée à la figure 10.

## Travaux récents de la RTC en modules solaires

La RTC, dans une récente information à la presse, traite de l'évolution et des nouvelles applications des modules solaires fabriqués dans ses usines du centre industriel de Caen, où cette société dispose de l'ensemble des moyens industriels permettant d'assurer toutes les différentes phases de la production des cellules et des modules solaires :

- Tirage du silicium monocristallin.
- Découpe.
- Elaboration des jonctions.
- Prise de contact.
- Montage des mailles des cellules.
- Encapsulation dans une structure bi-verre.

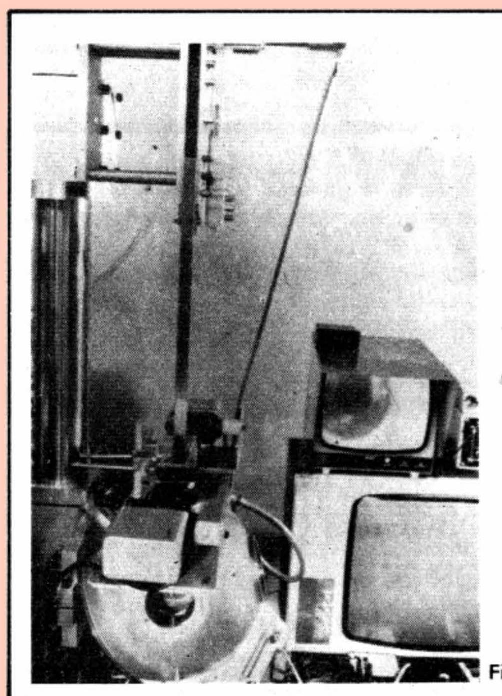
La maîtrise de ces différentes phases de fabrication résulte de l'expérience acquise par R.T.C. depuis 1961, expérience qui lui a permis de mettre successivement sur le marché cinq générations de modules solaires.

Les premiers, produits en 1961, comportaient des cellules solaires élaborées dans un monocristal de 19 mm de diamètre. Les plus récents, commercialisés en 1979, comportent des cellules élaborées dans un monocristal de 100 mm de diamètre. Au cours des années, le prix du watt n'a cessé de diminuer bien que la fiabilité soit demeurée l'un des critères essentiels lors de l'élaboration du cahier des charges de chaque nouvelle génération de modules solaires.

Le module solaire actuellement commercialisé (BPX 47 C) délivre 33 W sous 16,5 V. La structure d'encapsulation est du type bi-verre autoportante.

Au cours de la présente année 1980, on verra la naissance du module BPX 47 D réalisé avec des demi-cercles de 100 mm de diamètre. Ce module fournit une puissance de 16,5 W sous 16,5 V, ce qui correspond à un courant de 1 A, soit la moitié du courant fourni par une cellule entière de 100 mm (voir fig. 11).

La promotion des modules solaires R.T.C. s'appuie sur de nombreux travaux d'application concernant aussi bien les interfaces électroniques (régu-


Fig. 9

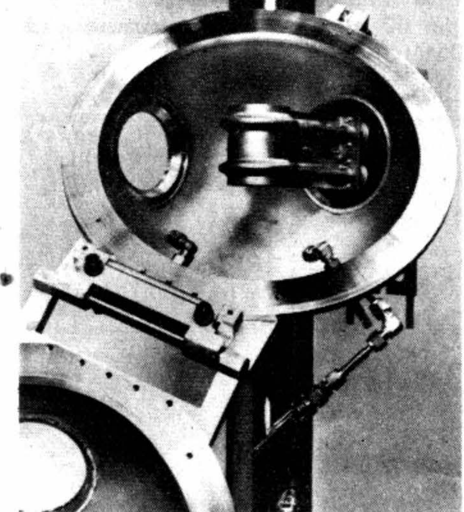
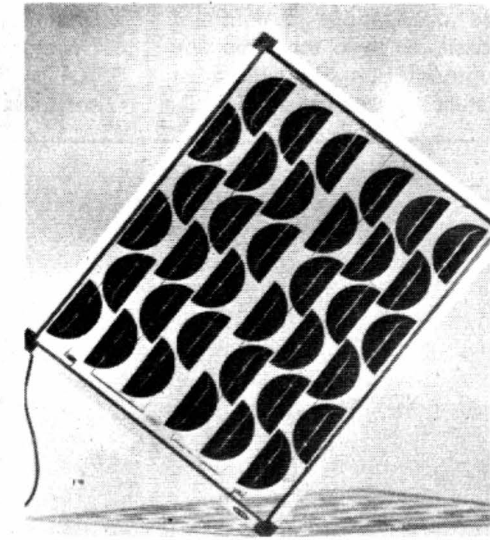
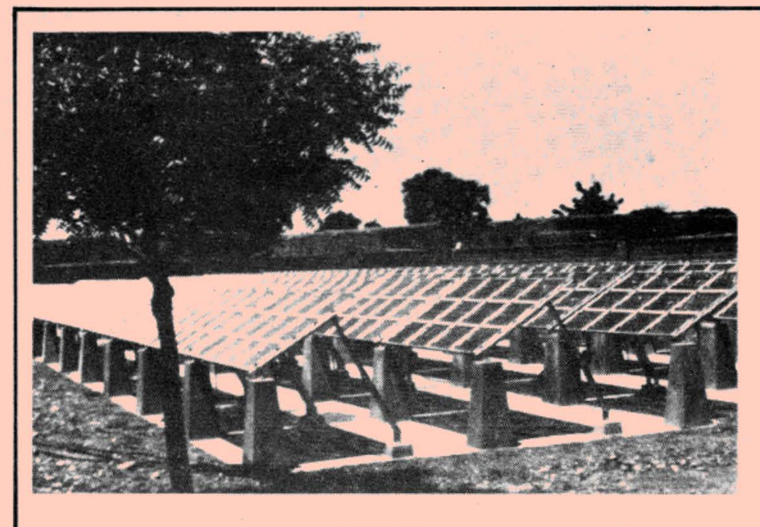
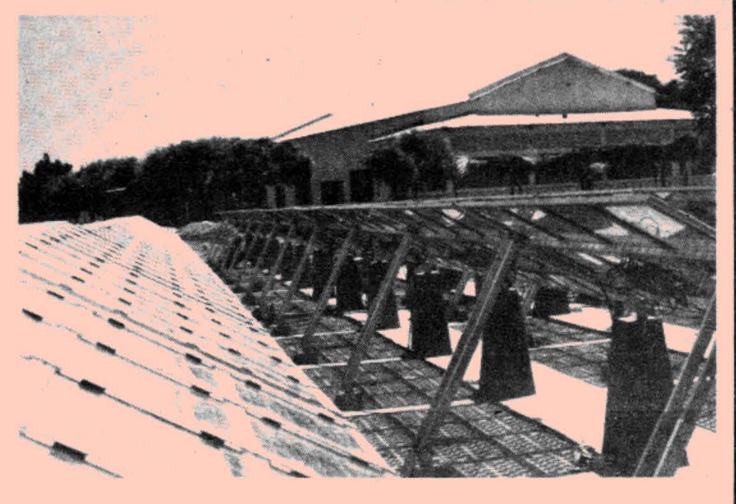


Fig. 10


Fig. 11


Fig. 12


Fig. 13

lateurs série, shunt, adaptateurs convertisseurs) que les schémas de connexion des modules et l'optimisation du calcul des stations à l'aide d'un programme ordinateur.

Comme indiqué plus haut, la recherche avancée en vue de réaliser des modules solaires de coût très réduit est effectuée au LEP. Les travaux concernent en particulier les méthodes d'obtention de rubans de silicium polycristallin déposés sur substrat de carbone. Un module solaire réalisé à partir de rubans de silicium a été présenté au salon des composants, il préfigurera les générations de modules des années 1985.

L'année 1979 a vu se confirmer l'utilisation de l'énergie solaire photovoltaïque dans des applications maintenant classiques avec toutefois une augmentation de puissance installée, assez sensible.

A titre d'exemple, nous citerons les réalisations suivantes :
– un générateur solaire de 9,5 kW crête (870 modules BPX 47 A) a été installé au Mali pour l'hôpital de San (voir fig. 12 et 13) ;
– un refuge alpin est alimenté avec 454 modules BPX 47 A (5 kW crête).
– Une station de pompage et de micro-irrigation a été installée dans les Landes (600 W) ;
– un relais hertzien alimenté par photopiles assure la liaison entre Nouméa et l'île de la Mare (1 kW crête) ;
– un générateur solaire de 5 kW crête a été installé au Gabon pour alimenter un relais hertzien (340 modules BPX 47 B-18) ;
– le réémetteur des trois chaînes de télévision situé à Saint-Guilhem près de Montpellier est alimenté par 60 modules BPX 47 A (600 W) (voir fig. 14) ;
– enfin, 300 classes ont été équipées en Afrique, de récepteurs de télévision scolaire, alimentés chacun par 3 modules BPX 47 A.

En ce qui concerne le réémetteur des trois chaînes de télévision de Saint-Guilhem, on constatera avec satisfaction, que les cellules solaires peuvent donner d'excellents résultats non seulement dans des régions privilégiées de notre planète, mais aussi en Europe et en particulier en France, où l'ensoleillement est moins favorable que dans les pays situés en Afrique et certaines parties de l'Asie et de l'Amérique.

En résumé, on aura pris connaissance de plusieurs faits nouveaux, principalement :

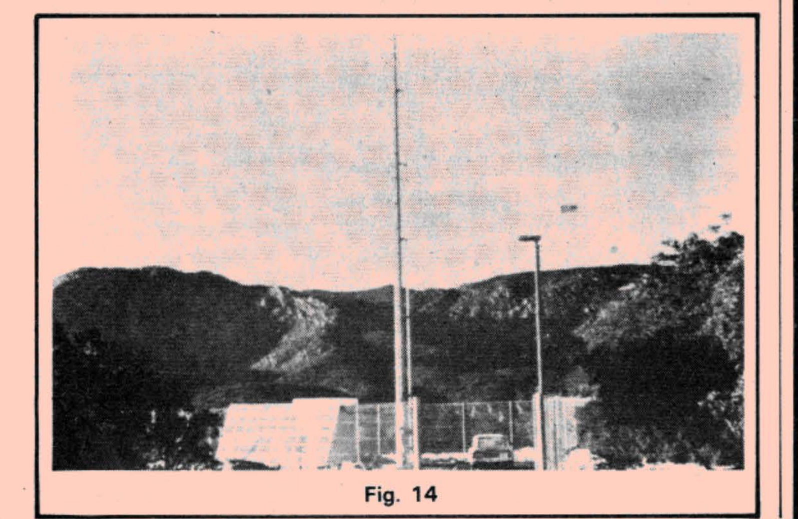
1° recherches de procédés permettant de réaliser des cellules solaires à des prix plus réduits ;

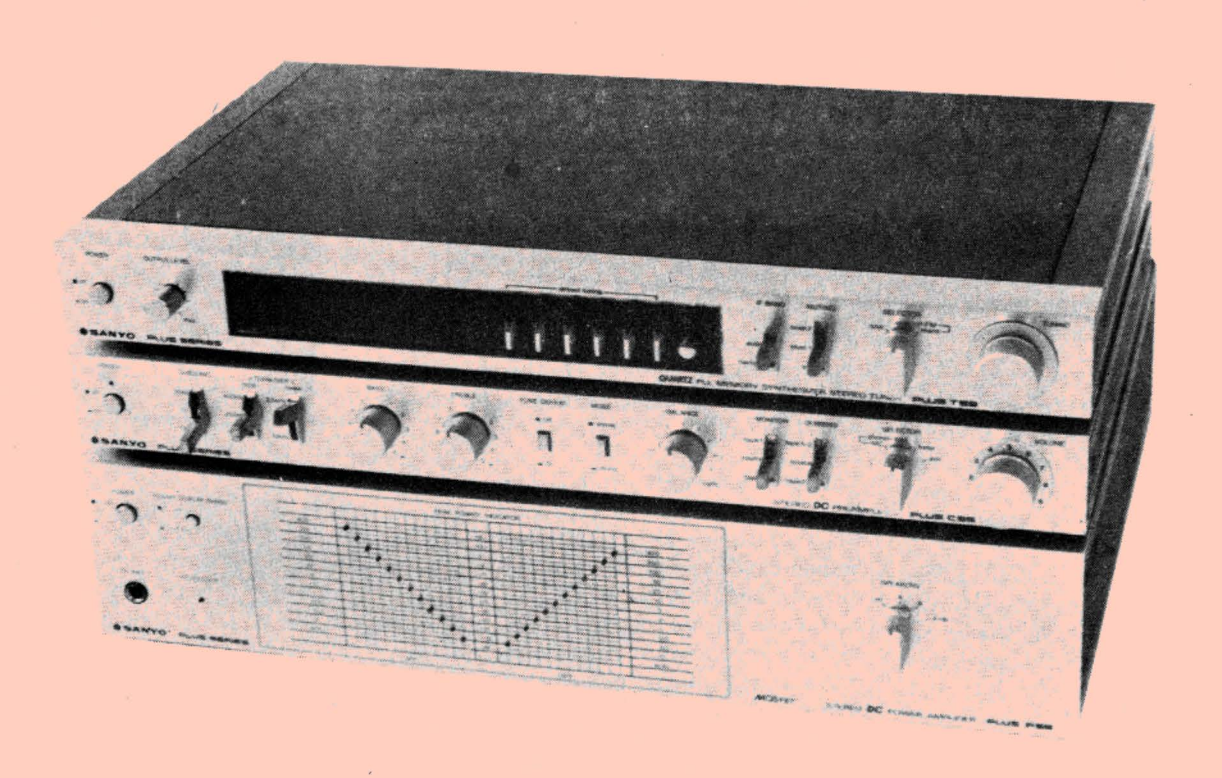
2° recherches dans le domaine du silicium polycristallin ;

3° nouveau module solaire à demi-cellules de 100 mm de diamètre, réalisant une économie substantielle lorsque le courant requis ne doit pas dépasser 1 A ;

4° réalisation d'installations solaires en France donnant toute satisfaction.

**F. JUSTER**


Fig. 14



# LA CHAINE SANYO PLUS 55

**CET ensemble de trois appareils constitue une chaîne Hi-Fi de haut niveau, niveau technologique comme niveau de qualité. Nous trouverons sur ces appareils plusieurs dispositifs intéressants comme des transistors de puissance MOS, des radiateurs à évaporation, un tuner à synthétiseur de fréquence et un préamplificateur qui parait bien traditionnel devant ce déferlement technologique.**

## Présentation

Le tuner et le préamplificateur sont des appareils de ligne basse, très basse devons nous même préciser. En effet, le tuner et le préamplificateur ont une hauteur de 54 mm pieds compris, ils seront facilement logeables. L'amplificateur de puissance quant à lui n'a pu être réalisé avec une telle miniaturisation, il est plus haut, ses radiateurs occupant une place importante.

La façade de l'amplificateur est décorée d'un quadrillage dans lequel s'inscrivent les diodes LED des indicateurs de puissance.

Les faces sont anodisées, nous avons eu droit à la version couleur aluminium. Les faces latérales sont moulées dans une matière plastique, peinte de couleur métallisée, elles sont fixées par des vis à tête cruciforme.

Une plaque supérieure métallique assure un blindage et protège l'électronique, la plaque de l'amplificateur est perforée pour l'évacuation des calories.

## Etude technique

### L'amplificateur P55

L'amplificateur P55 est un ampli dont la puissance nominale est de deux fois 100 W pour un taux de distorsion harmonique de 0,009 %. Cet amplificateur peut être commuté en mono grâce à un commutateur permettant de monter les deux éléments en pont.

L'alimentation en puissance des deux canaux est absolument indépendante, les seules liaisons existantes étant l'alimentation secteur et l'alimentation basse puissance commune (elle est stabilisée).

Le schéma de l'amplificateur est donné sur la figure 1. La liaison se fait en courant continu depuis l'entrée jusqu'à la sortie. Aucun ajustement n'a été prévu. L'étage d'entrée est à transistors à effet de champ double, ces transistors attaquent un transistor double monté en base commune, étage attaquant les bases de deux autres transistors adoptant toujours une structure symétrique, $Q_{706}$ et $_{707}$. $Q_{706}$ est chargé par un générateur de courant, $Q_{707}$ est chargé par un autre générateur de courant, la polarisation des transistors FET de puissance est assurée par un ajustable, SVR 702 et une résistance fixe. Nous n'avons pas ici de circuit de compensation thermique, le coefficient de température des transistors MOS.FET de puissance étant positif, il y a compensation automatique de la polarisation. Les transistors de puissance sont attaqués en tension, la résistance insérée en série avec leur porte a une valeur élevée.

Des résistances d'émetteur sont là pour éviter un excès de courant, chaque transistor est équipé d'une résistance permettant d'équilibrer les courants dans les deux éléments montés en parallèle. Le circuit de protection utilisé ici se rapproche de celui auquel on fait appel avec des transistors classiques, la chute de tension dans les résistances d'émetteur des éléments de puissance est comparée à la tension de la diode base/émetteur des transistors de protection, lorsque ces derniers conduisent, la tension de commande est mise au potentiel de la sortie.

La protection de sortie est assurée par relais, le transistor $Q_{601}$ reçoit la tension alternative de sortie des amplificateurs, en présence d'une composante continue, le transistor, polarisé par $R_{604}$ et par la diode $D_{602}$ se bloque. $Q_{602}$ agit de façon similaire mais est polarisé de façon à être bloqué en l'absence de composante continue, il agit pour les tensions positives. Les transistors de sortie $Q_{603}$ et $_{604}$ commandent les relais A et B. Ces relais servent également à commuter les sorties par l'intermédiaire du commutateur de façade. Des « Posistors », résistances à ceofficient de température positif interviennent en cas de surchauffe.

Le circuit indicateur de puissance utilise des diodes LED, ces diodes sont commandées par des quadruples comparateurs, l'une des entrée de ces comparateurs est reliée à une échelle de résistances, l'autre entrée allant sur la sortie des amplificateurs.

## Réalisation

La partie intéressante de cet amplificateur est, sur le plan technologique l'utilisation d'un radiateur à évaporation.

Le principe utilisé est le suivant, un tube de cuivre établit un circuit fermé. Dans ce tube de cuivre se trouve un liquide, ce liquide est évaporé par la chaleur dégagée par les transistors de puissance. L'évaporation d'un liquide demande une quantité d'énergie importante, il n'y a qu'à faire évaporer toute l'eau contenue dans une casserole pour s'en rendre compte. Il y a donc une possibilité d'extraire une grande quantité de chaleur des transistors de puissance. La vapeur va alors circuler dans le tube du fait de l'existence d'un gradient de température dans ce tube, comme le tube est solidaire d'un radiateur en contact avec l'air, il y aura échange de calories entre l'air et le radiateur puis entre le radiateur et le fluide qui va alors se condenser. Cette condensation dégage les calories extraites lors de la vaporisation. Une fois condensé, le fluide revient par capillarité vers les transistors de puissance où il est vaporisé à nouveau.

Ce système permet de concentrer les transistors à proximité des circuits de l'amplificateur, en outre, le système de radiateur employé ici et utilisant un tube formant boucle permet de bien utiliser les ailettes qui sont ici très fines. La surface de refroidissement ainsi offerte est très importante, mais la finesse des ailettes crée une résistance thermique interdisant un fonctionnement à plein rendement de toute la surface des ailettes. Particularité de ce type de radiateur, il fait entendre quelques bruits lors de son fonctionnement, un bruit dû à l'ébullition du fluide... A part ce radiateur, la réalisation est classique, la fabrication très propre, c'est du beau travail...

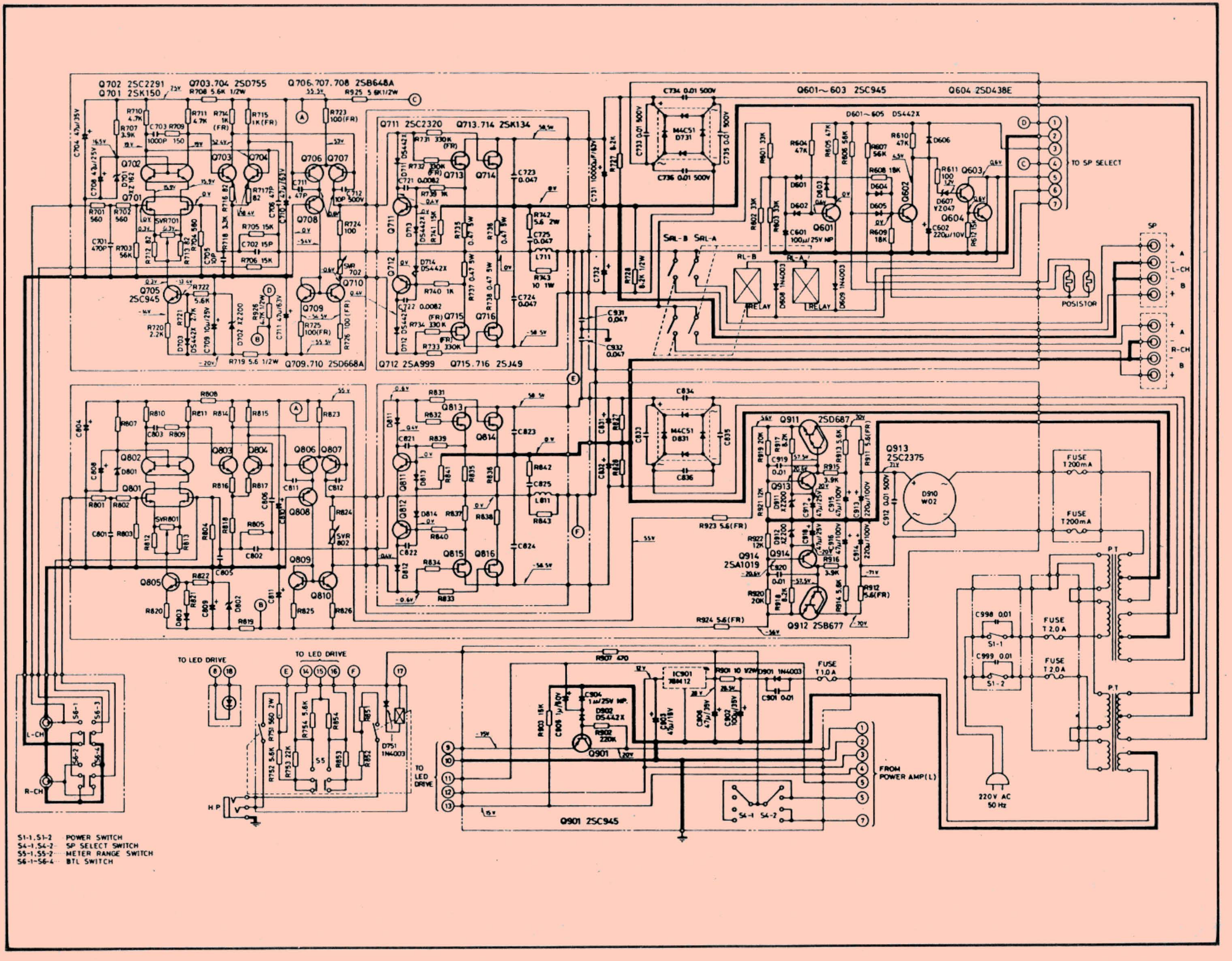
## Le préamplificateur P55

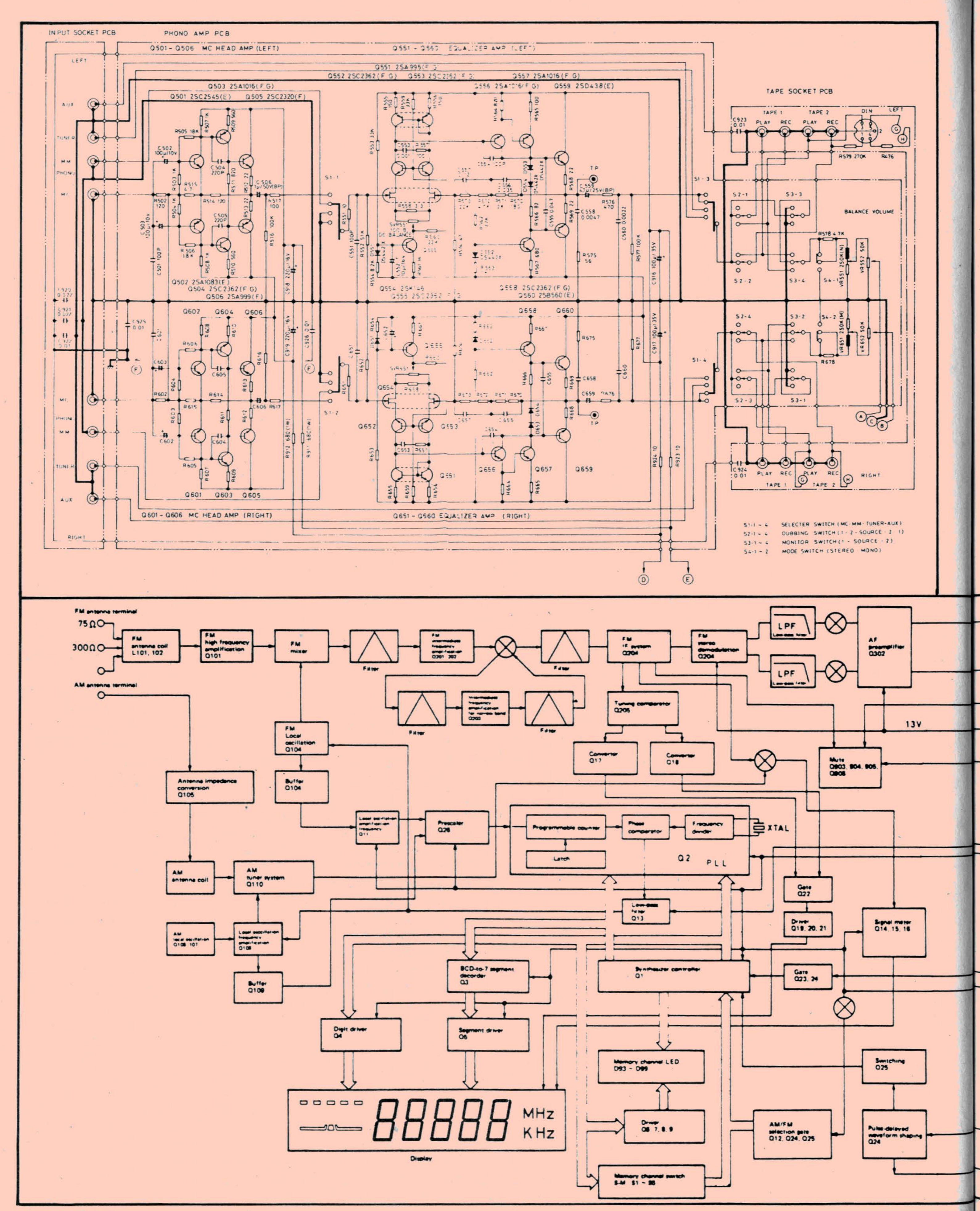
De ce préamplificateur, nous ne publierons que la section préamplificateur phono. Le préamplificateur phono peut recevoir deux types de signaux, ceux venant d'une cellule à bobines mobiles et ceux issus d'une cellule à aimant mobile. Les entrées sont distinctes, la commutation des signaux se fait au niveau photomagnétique, l'entrée pour cellule à bobine mobile étant équipée d'un préamplificateur linéaire.

Pour ce préamplificateur, le constructeur utilise deux amplificateurs identiques et complémentaires. Les signaux de sortie sont sommés sur la résistance $R_{514}$, $R_{515}$ permet d'appliquer une contre-réaction. Le préamplificateur phono à aimant mobile, préampli qui reçoit aussi les tensions de sortie du préampli linéaire pour bobines mobiles a adopté une structure identique à celle d'un amplificateur de puissance. On notera la présence d'une liaison continue dès l'entrée, le signal phono arrive immédiatement sur la porte d'un transistor à effet de champ symétrique, la résistance $R_{552}$ impose une impédance d'entrée de 50 kΩ environ, la capacité d'entrée étant d'environ 100 pF. Le transistor $Q_{555}$ est monté en générateur de courant, les deux transistors $Q_{552}$ et $_{553}$ sont montés en base commune, les deux collecteurs sont reliés à une paire de transistors constituant un miroir de courant. Le signal pris sur le collecteur de $Q_{551}$ est amplifié par $Q_{556}$ et $_{557}$, ces étages étant chargés par un générateur de courant $Q_{558}$ polarisé par une diode et deux résistances. Nous nous trouvons maintenant devant une paire complémentaire, cette paire est polarisée par deux diodes et une résistance. Deux résistances de 22 Ω assurent une protection vis-à-vis d'un court-circuit en sortie. Le réseau de contre réaction est à basse impédance, nous trouvons un condensateur de 0,12 μF, un autre de 3 500 pF et des résistances qui ont été mises en série pour constituer une résistance de valeur précise.

En sortie de cette section, nous nous trouvons devant une série de commutateurs permettant des entrées directes, diverses possibilités d'interconnexion pour les magnétophones. Les entrées auxiliaires sont reliées directement au commutateur, ce commutateur les mettra en liaison avec les potentiomètres de balance et de volume. On notera qu'il n'y a pas de prise intermédiaire sur les potentiomètres de volume pour assurer une correction physiologique.

La seconde partie du préamplificateur n'a pas été représentée ici, on y trouve un filtre


Q702 2SC2291
Q701 2SK150
Q703.704 2SD755
Q706.707.708 2SB648A
Q711 2SC2320
Q713.714 2SK134
Q712 2SA999
Q715.716 2SJ49
Q709.710 2SD668A
Q705 2SC945
Q601~603 2SC945
Q604 2SD438E
D601~605 DS442X
TO SP SELECT
SP
L-CH
R-CH
POSISTOR
RELAY
Q911 2SD687
Q912 2SB677
Q913 2SC2375
Q914 2SA1019
D910 W02
FUSE T200mA
FUSE T2.0A
FUSE T1.0A
220V AC 50 Hz
FROM POWER AMP(L)
TO LED DRIVE
IC901 78M12
Q901 2SC945
H.P
S1-1, S1-2 POWER SWITCH
S4-1, S4-2 SP SELECT SWITCH
S5-1, S5-2 METER RANGE SWITCH
S6-1~S6-4 BTL SWITCH


INPUT SOCKET PCB
PHONO AMP PCB
Q501 - Q506 MC HEAD AMP (LEFT)
Q551 - Q560 EQUALIZER AMP (LEFT)
TAPE SOCKET PCB
Q601 - Q606 MC HEAD AMP (RIGHT)
Q651 - Q560 EQUALIZER AMP (RIGHT)
S1-1 ~ 4 SELECTER SWITCH (MC·MM·TUNER·AUX)
S2-1 ~ 4 DUBBING SWITCH (1 - 2 · SOURCE · 2 - 1)
S3-1 ~ 4 MONITOR SWITCH (1 · SOURCE · 2)
S4-1 ~ 2 MODE SWITCH (STEREO · MONO)
BALANCE VOLUME
FM antenna terminal
75Ω
300Ω
AM antenna terminal
FM antenna coil L101, 102
FM high frequency amplification Q101
FM mixer
FM Local oscillation Q104
Buffer Q104
Antenna impedance conversion Q105
AM antenna coil
AM tuner system Q110
Filter
FM IF system Q204
FM stereo demodulation Q204
LPF
AF preamplifier Q302
13V
Tuning comparator Q205
Converter Q17
Converter Q18
Mute Q803, 804, 805, Q806
Prescaler Q26
Programmable counter
Phase comparator
Frequency divider
XTAL
Latch
Q2 PLL
Low-pass filter Q13
Gate Q22
Driver Q19, 20, 21
Signal meter Q14, 15, 16
Synthesizer controller Q1
Gate Q23, 24
BCD-to-7 segment decorder Q3
Digit driver Q4
Segment driver Q5
Memory channel LED D93 ~ D99
Driver Q6 7, 8, 9
AM/FM selection gate Q12, Q24, Q25
Switching Q25
Pulse-delayed waveform shaping Q24
Memory channel switch S-M S1 ~ S8
MHz
KHz
Display

subsonique à source de courant contrôlée, et divers étages, dont celui de correction de timbre dont la structure est celle des amplificateurs complémentaires. Pour le correcteur de timbre, plusieurs éléments sont commutés en fonction des fréquences de coupures désirées.

## Réalisation

Pas d'élément particulièrement original dans la conception technologique de ce préamplificateur. Les commutateurs ont été placés à proximité des circuits à commuter, la transmission se fait par des flexibles sous gaine de matière plastique.

## Le tuner T55

Le tuner est du type à synthétiseur de fréquence. Un système de commande manuel d'accord est prévu avec défilement des fréquences à partir de l'une des stations préréglées. Deux gammes d'ondes sont prévues, la modulation de fréquence avec choix de la largeur de bande et deux niveaux de silencieux RF, et les ondes moyennes. Le constructeur a inscrit des échelles de fréquences de part et d'autre de l'afficheur, en lisant le chiffre indiqué, on saura immédiatement à quel endroit de l'échelle on se trouve. Ce constructeur fait de gros efforts à ce niveau, certains appareils de sa gamme disposent d'une aiguille se déplaçant le long d'un cadran, cette aiguille porte un petit afficheur numérique...

La commande d'accord est confiée à un bouton solidaire d'un volant gyroscopique. Ce bouton entraîne un commutateur donnant des impulsions de commande du compteur du synthétiseur de fréquence.

A la place du schéma de principe complet, d'une grande complexité, nous faisons figurer ici un synoptique qui n'est pas non plus très simple.

Le signal RF M.F. arrive sur un adaptateur d'impédance. Le premier bobinage $L_{102}$ est accordé par diode à capacité variable. Le premier transistor est un effet de champ à double porte, une des portes reçoit une tension de commande automatique de gain venant du circuit intégré final.

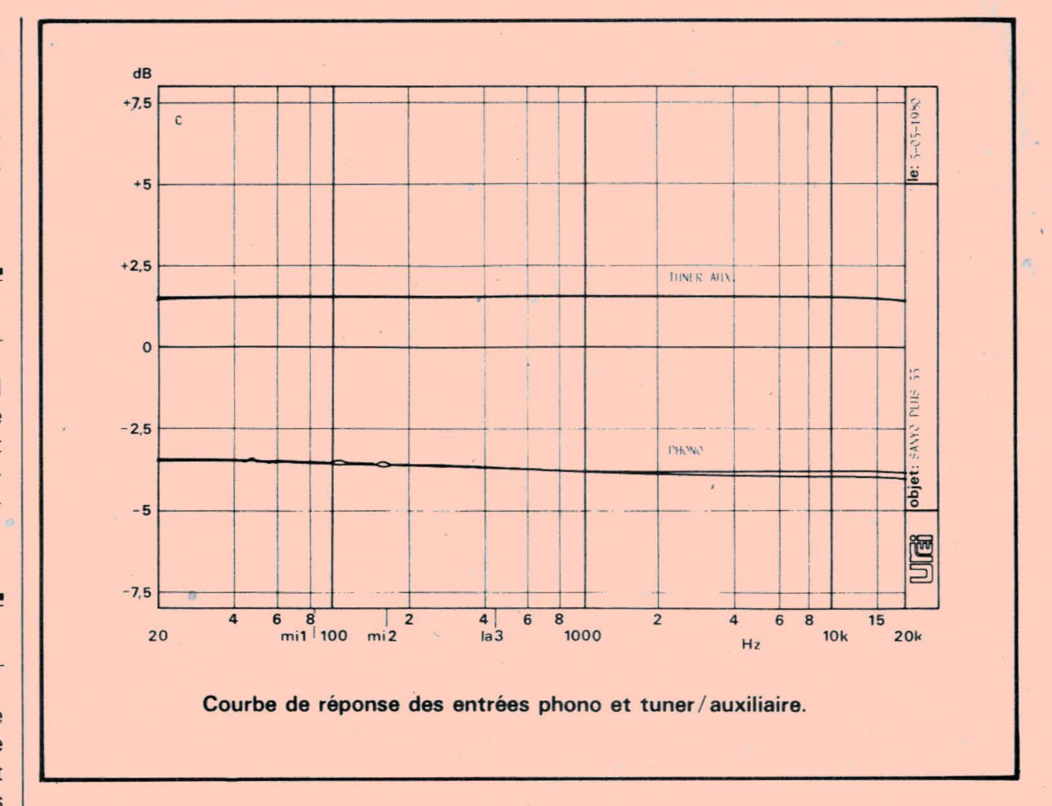
L'oscillateur local est commandé, comme les autres étages d'accord par une tension produite par le synthétiseur, un étage tampon, $Q_{104}$ permet d'attaquer le prédiviseur $Q_{26}$.

A la sortie du mélangeur, un filtre LC précède un premier filtre céramique. Pour une amplification à large bande, un autre filtre FI est utilisé, pour l'amplification FI à bande étroite, un second filtre céramique se met en série dans la chaîne FI. Le circuit intégré FI sert aussi de démodulateur, il attaque un décodeur stéréo suivi des filtres LC classiques éliminant les fréquences indésirables. Les étages de préamplification sont suivis de transistors montés en interrupteurs de silencieux.

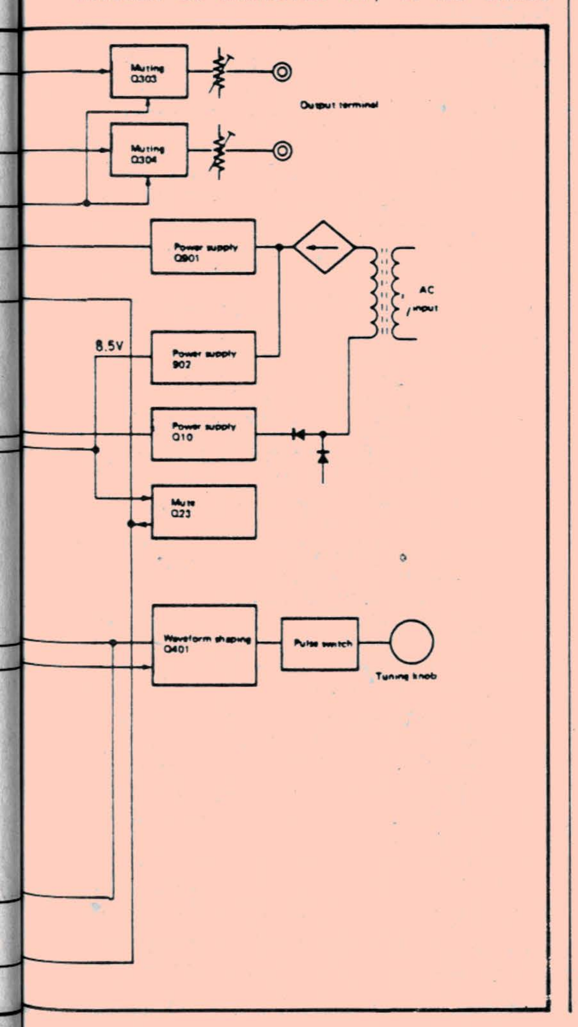
Une tension continue est disponible en sortie du circuit de démodulation, son amplitude dépend de l'accord. Cette tension est exploitée par un discriminateur à fenêtre. Si l'accord n'est pas bon, le point central de l'indicateur d'accord reste éteint, un autre index indique alors dans quel sens il faut agir pour obtenir cet accord.

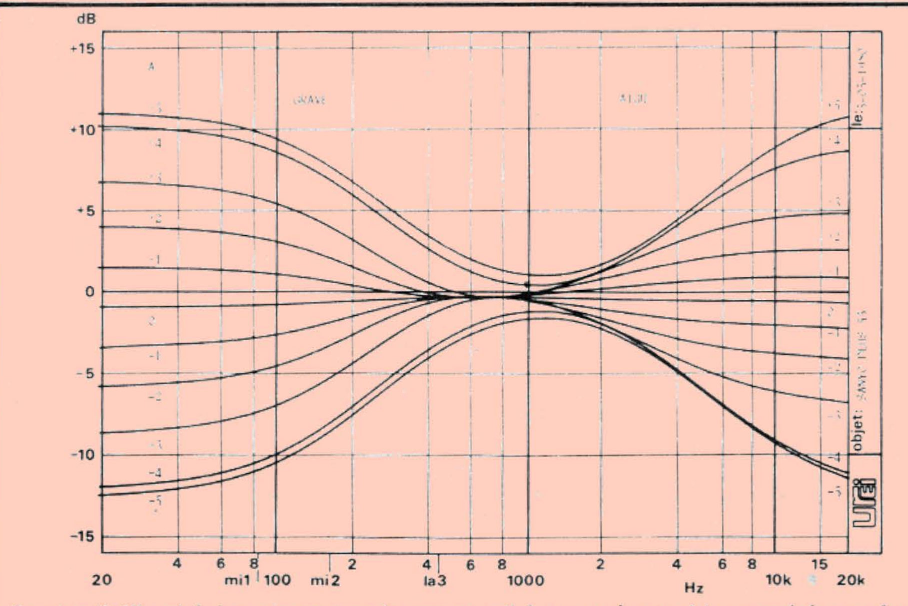
L'intensité du signal RF est signalée par un indicateur à 5 segments prévus dans l'afficheur fluorescent. Cet indicateur est attaqué par des amplificateurs opérationnels montés en comparateur.

Le synthétiseur est construit autour d'un circuit intégré spécialement conçu pour la réalisation de tuners. Le circuit $Q_1$ est un contrôleur de synthétiseur, c'est lui qui met en mémoire les stations et commande le fonctionnement du circuit PLL de synthèse. L'oscillateur local produit donc un signal de fréquence donnée. Ce signal est divisé par un circuit en technologie ECL, circuit permettant d'obtenir une vitesse de fonctionnement très élevée. La fréquence qui arrive à l'entrée du circuit $Q_2$ sera donc assez basse pour être traitée. Cette fréquence est comparée à celle obtenue par un quartz après son passage dans un diviseur programmable. Ce diviseur donne une fréquence de sortie qui est précisément celle du diviseur suivant le quartz lorsque l'accord est parfait. Si l'oscillateur à quartz et son diviseur donne une fréquence de 50 kHz, nous pourrons avoir pour l'oscillateur local des fréquences multiples de 50 kHz et par conséquent espacées de 50 kHz. Chaque fois que le compteur programmable avancera d'un pas, la fréquence de l'oscillateur

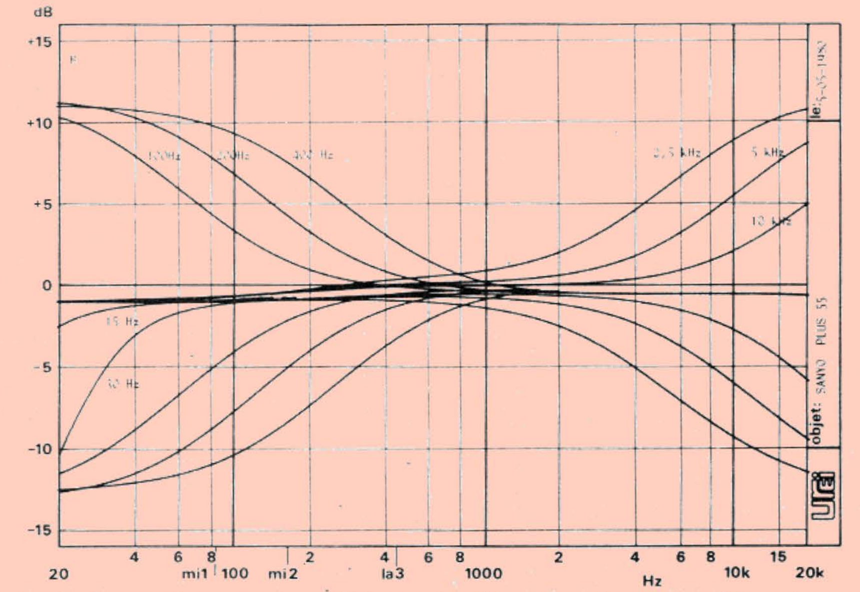


Courbe de réponse des entrées phono et tuner/auxiliaire.

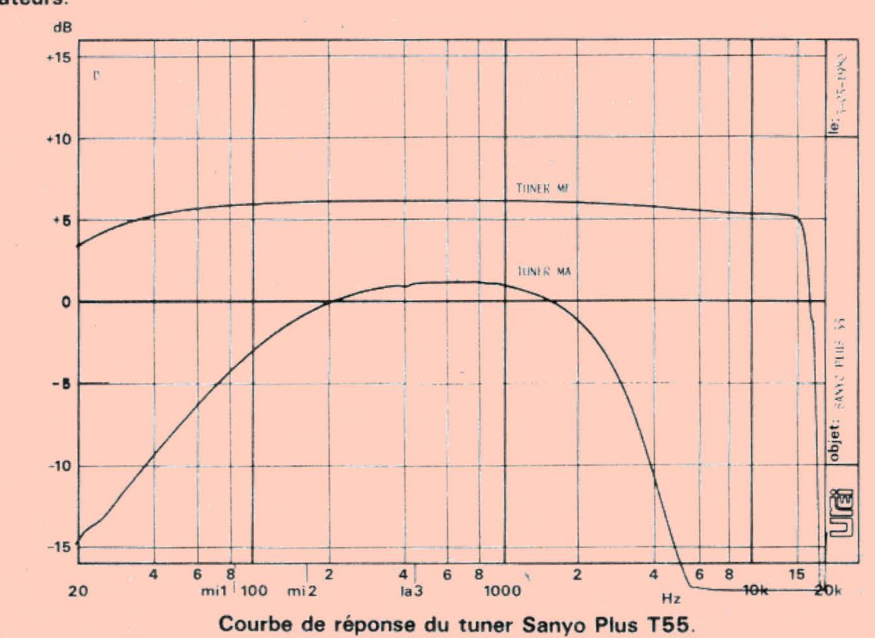




Courbe d'efficacité des correcteurs de grave et d'aigu pour les positions repérées en façade.



Courbe de réponse des correcteurs d'aigu et des filtres pour diverses positions des commutateurs.



Courbe de réponse du tuner Sanyo Plus T55.

local se décallera de 50 kHz. Le comparateur de phase de la boucle PLL délivre une tension permettant de rectifier l'accord.

Pour les stations préréglées, on met en mémoire un diviseur du compteur programmable sous la forme d'un mot d'un certain nombre de bits. Ici, la capacité de la mémoire est de 12 mots de 16 bits, dans cet appareil, on utilise un mot de 14 bits.

Le fonctionnement en MA et en MF diffère uniquement par l'écart des stations et par le fait que, pour la MA la fréquence du signal de l'oscillateur local est assez basse pour commander directement les circuits du synthétiseur.

## Réalisation

Le tuner est séparé en deux sections une section analogique qui est une section tout à fait traditionnelle. La tête RF est installée sur le circuit imprimé de base, les têtes RF modulaires ont tendance à disparaître avec les systèmes d'accord électroniques.

La partie synthétiseur et affichage est installée sur un circuit séparé, cette fois, un blindage évite le rayonnement des circuits logiques sur les analogiques, certains parasites audibles, notamment dûs au multiplexage des afficheurs pouvant se produire.

Au centre de l'appareil, un accumulateur cadmium/nickel sert à maintenir la mémoire en service lorsque le courant est coupé, la consommation des circuits de mémoire est très faible, la capacité de la batterie permet une conservation de mémoire pendant plusieurs mois.

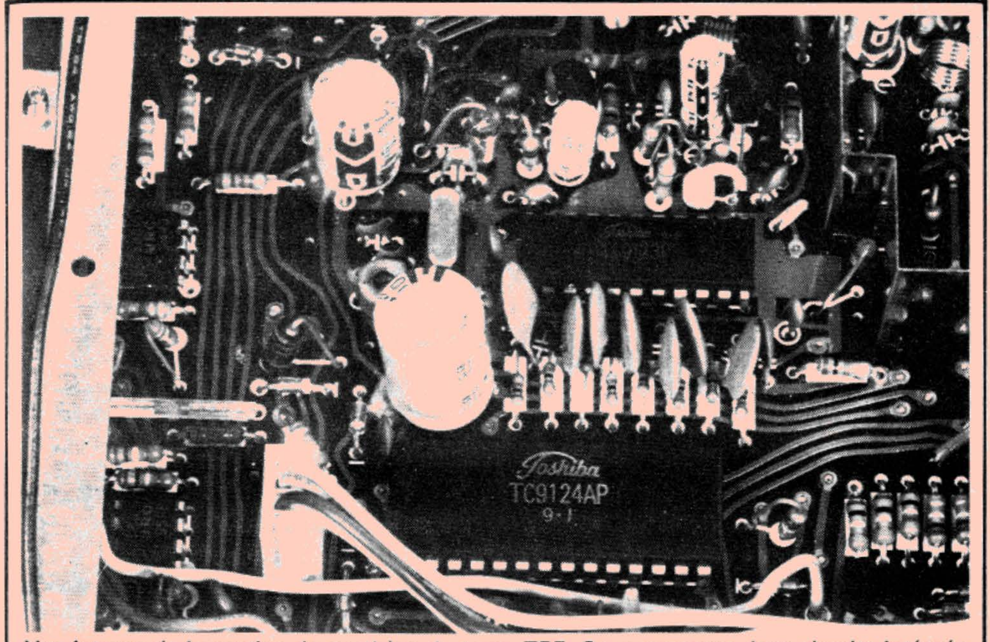
## Mesures

La puissance de sortie maximale de l'amplificateur, les deux canaux en service est de 123 W sur 8 Ω. Sur 4 Ω, nous avons une puissance de 171 W par canal.

Le taux de distorsion harmonique mesuré à la puissance maximale est extrêmement bas, il est inférieur à 0,02 % pour toutes les fréquences mesurées : 40, 1 000 et 10 000 Hz. Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,05 % sur 8 Ω et de 0,07% sur 4 Ω.

La mesure du bruit de fond donne de très bons résultats lorsque le préamplificateur est éloigné de l'ampli. Une détérioration sérieuse se produit lorsque les deux appareils sont placés l'un au-dessus de l'autre.

Sur les entrées auxiliaires, nous avons mesuré un rapport signal sur bruit de 90 dB, lorsque le préampli est sur l'ampli, avec la séparation, on gagne 8 dB. Pour le



**Vue interne de la section de synthèse du tuner T55. On y remarque deux circuits intégrés conçus spécialement pour les tuners.**

préampliphono, nous avons un comportement identique mais la différence est nettement plus importante, nous avons mesuré un rapport S/B de 86 dB lors appareils étaient séparés contre 54 dB lors de la superposition.

Le rapport signal sur bruit de l'amplificateur mesuré seul est de 107 dB.

La sensibilité de l'entrée phonomagnétique est de 2,9 mV, la saturation intervient à 225 mV. La sensibilité de l'entrée bobine mobile est de 0,1 mV, le rapport signal sur bruit sur cette entrée étant de 69 dB.

La sensibilité du tuner est de 1,3 microvolts, le seuil de silencieux peut être réglé à 3,5 ou 15 microvolts.

Le rapport signal/bruit pondéré A est de 73 dB, avec pondération DIN, il monte à 64 dB.

Les courbes de réponse sont données graphiquement, on note ici une possibilité très intéressante d'intervenir sur la fréquence charnière des correcteurs de timbre.

Toutes les courbes sont bonnes dans l'ensemble, nous n'avons pas tracé les courbes de diaphonie, cette dernière étant excellente.

## Conclusions

A part un défaut dans la sensibilité du préamplificateur aux rayonnements magnétiques, l'ensemble offre de très bonnes performances. Les techniques utilisées ici sont tout à fait modernes, l'ensemble sera parfait pourvu que l'on adopte une disposition correcte des éléments.

**E.L.**

# MODIFICATIONS POUR LES TRANSCEIVERS TS 240 ET TS 280

LES descriprions de ces deux appareils ont été publiées dans notre numéro 1649. Depuis la multiplication des répéteurs FM, et par voie de conséquence du fait de l'extension de la bande de fréquences exploitée, ces appareils présentent un petit inconvénient : la fréquence d'émission (pour le trafic en duplex) n'est décalée que pour les canaux de 0 à 9.

Diverses propositions de modifications permettant de supprimer cet inconvénient ont été faites (F5 CT - F9 CB - F6 EVD - F6 FMY, etc.) ; finalement et techniquement parlant, elles se rejoignent toutes. Voici ce qu'il convient de faire, et ainsi les nombreux possesseurs de TS 240 FM ou 280 FM pourront en profiter.

## TS 240

Pour les canaux de 0 à 9, c'est le quartz X'3 de 10,1 MHz qui est en service. Pour les autres canaux, c'est le quartz X'2 de 10,7 MHz qui est utilisé. La commutation des quartz est effectuée par les diodes $D_{18}$ - $D_{29}$ d'une part, ou $D_{19}$ - $D_{30}$ d'autre part (voir schéma page 321, N° 1649) ; naturellement, ces diodes sont contrôlées par une tension continue qui est appliquée, soit sur un jeu de diodes, soit sur l'autre, par la manœuvre du commutateur. La tension continue de commande est appliquée par l'intermédiaire des résistances $R_{34}$ et $R_{35}$ (680 Ω).

Il suffit donc de dessouder ces deux résistances et de les alimenter au moyen d'un petit inverseur à bascule auxiliaire. Celui-ci peut se monter en lieu et place de la prise de jack pour haut-parleur auxiliaire ; on peut aussi, si l'on préfère, percer un petit trou à côté pour l'installataion de cet inverseur.

Lorsque le quartz 10,1 MHz est en service, il n'y a rien de changé pour les dix premiers canaux ; pour les autres, on émet 600 kHz au-dessous de la fréquence de réception (duplex).

Avec le quartz 10,7 MHz en service, l'appareil est en totalité en fonction « simplex ».

## TS 280

Les composants de commutation portent les mêmes numéros de référence que sur le transceiver précédent, sauf les résistances en série dans l'application de la tension continue de commande qui sont $R_{179}$ et $R_{180}$ (voir schéma page 322, N° 1649). On utilisera également un petit inverseur à bascule, ici du type double, qui sera câblé selon le schéma de la figure ci-contre.

L'inverseur double est donc à insérer dans les fils marqués **a et b** de SW 3 (solidaire de commutateur de canaux) ; il permet donc, soit la fonction « simplex » en position « Normal », soit la fonction « duplex » avec décalage de 600 kHz pour tous les canaux. La connexion + 5 V peut être prise sur le commutateur de canaux.

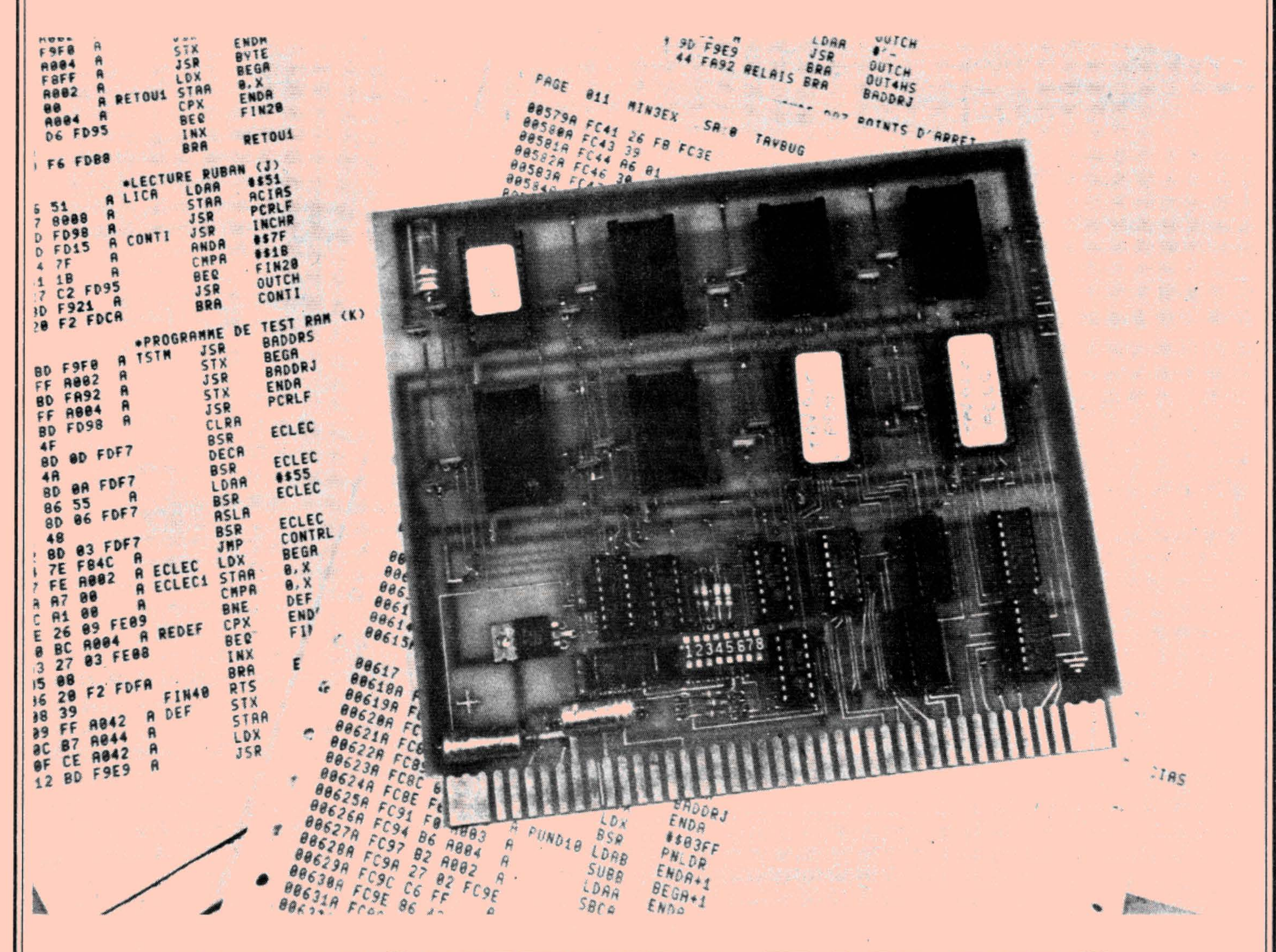
L'inverseur double à bascule peut être monté sur la face avant de l'appareil en perçant un trou entre le bouton de volume et le bouton de réglage du squelch.

A la limite, nous estimons d'ailleurs que l'une ou l'autre des modifications proposées peut tout aussi bien s'appliquer à l'un ou à l'autre des transceivers.

**A. RAFFIN**

**F3AV**

# MINI-ORDINATEUR DOMESTIQUE




# LE MONITEUR TAV BUG

**A**INSI que nous l'avons expliqué le mois dernier, l'article d'aujourd'hui va être consacré, pour sa majeure partie, à l'étude du moniteur destiné à remplacer définitivement J-BUG. Ce moniteur extrêmement performant et souple d'emploi dispose de nombreuses commandes rencontrées habituellement sur plusieurs moniteurs distincts. De plus il est écrit sous forme d'un grand nombre de sous-programmes auxquels vous pouvez faire appel, au moyen des indications fournies par l'auteur, pour vos propres réalisations. Enfin, les points d'appel des sous-programmes « classiques » (INCH, OUTCH, PDATA...) peuvent être rendus compatibles des moniteurs MINIBUG, EXBUG et MIKBUG, ce qui autorise l'utilisation, sur le mini, du logiciel prévu pour travailler avec ces moniteurs. La mise en place du moniteur, baptisé TAVBUG, ne demande aucune modification ou adjonction de circuits (autres que les PROM contenant celui-ci). La seule nécessité est la possession de la carte UVPROM décrite le mois dernier.

## Présentation du moniteur

Ce moniteur, compte tenu du nombre de commandes important dont il dispose, occupe 2K mots de mémoire ; il réside donc dans deux mémoires effaçables aux ultraviolets type 2708 ou 2758 ou dans une mémoire type 2716.

Les vecteurs de Reset et d'interruption (IRQ et NMI) résidant en « haut » de la mémoire (FFFF, FFFE... jusqu'à FFF8) ; le moniteur doit occuper les adresses hautes également ; comme il occupe 2K, il est donc logé de F800 à FFFF. Ceci présente un avantage important par rapport à J-BUG, MINIBUG et MIKBUG ; en effet, ces derniers résidaient entre E000 et E3FF et se comportaient comme s'ils étaient en haut de la mémoire car on ne réalisait, à leur niveau, qu'un décodage partiel d'adresse, ce qui signifie que ceux-ci se reproduisaient sur toute l'étendue E000 à FFFF et bloquaient ainsi inutilement 8K de mémoire. Notre moniteur n'occupe lui que les 2K de ses PROM ce qui laisse de la place sur la carte UVPROM pour

d'autres ROM et en particulier pour le logiciel du floppy disk.

Ce moniteur TAVBUG utilise comme organe de dialogue l'ACIA 8008-8009 relié au terminal vidéo et peut piloter une imprimante H14 reliée en 8010-8011 qui peut, au moyen d'une commande adéquate, recopier ou non tout ce qui se passe sur le terminal. Cette commande est, de plus, accessible par logiciel et peut être pilotée par vos propres programmes.

## Mise en place du moniteur

Le mini-ordinateur doit être préparé de la façon suivante pour pouvoir utiliser correctement TAVBUG :

– La carte ISA doit être en place avec au minimum son ACIA 8008-8009 relié au terminal vidéo qui est l'organe de dialogue.

– La carte ICAH doit rester en place pour l'instant (nous verrons pourquoi plus loin) mais J-BUG doit être enlevée. Le PIA peut être enlevé mais cela n'a aucune importance. La carte CLAF peut être débranchée ou non (sans importance). La RAM 6810 située en A000 doit rester en place.

– La carte UVPROM doit être mise en place et ses straps d'adressage et de sélection de PROM positionnés conformément au type de mémoire adopté (2708, 2758 ou 2716). L'adresse de la carte doit être choisie de façon à ce que 2 ou 1 support (2708/2758 ou 2716) répond (ent) à l'adresse F800 à FFFF. Par exemple dans le cas de TAVBUG sur 2 × 2708 ou 2758 l'adresse de base de la carte sera fixée à E000 au moyen des straps et les deux boîtiers seront mis dans les supports 6 et 7 (voir fig. 13 du mois précédent). Le support 6 recevant la 2708 marquée F800 et le 7 celle marquée FC00. La figure 1 précise la position des straps d'adresse et l'emplacement des PROM à utiliser selon que vous ayez des 2708/2758 ou une 2716. Attention, cette figure ne reprend pas ce qui a été dit le mois dernier au niveau du choix 2708/2758/2716 c'est-à-dire qu'il faut par ailleurs que votre carte soit configurée conformément au type de mémoire choisi (mise en place ou non du régulateur – 5 V, etc. ; voir figure 12 du mois précédent).

– La RAM peut être de taille quelconque et située à n'importe quelle adresse non comprise dans les plages 8000 à 8FFF, A000 à AFFF, E000 à FFFF.

Lorsque votre mini est configuré de cette façon, vous pouvez mettre sous tension, faire éventuellement un Reset et lire ce qui suit car vous êtes maintenant sous le contrôle de TAVBUG.

## Résumé des commandes

TAVBUG dispose de 23 commandes que nous allons détailler ci-après. Cependant, afin de rendre cette lecture un peu plus agréable, nous allons présenter celles-ci rapidement ci-dessous afin que vous puissiez, par la suite, avoir un élément de référence de consultation simple et rapide. Toutes les commandes sont constituées par une lettre majuscule frappée après le caractère d'appel qui est le signe « supérieur à » (>). Le fait de frapper autre chose qu'une lettre majuscule du répertoire de commande provoque l'impression du caractère frappé et la réimpression du caractère d'appel.

Les commandes propres au terminal vidéo (CNTRL CNTRL Z, etc.) sont ignorées par le moniteur qui se contente de les transmettre au terminal. En particulier, à la mise sous tension, il est souhaitable de faire, après le Reset, un CNTRLL pour effacer l'écran du terminal.

Lors de la perte de contrôle du moniteur (par suite d'un programme pas tout à fait au point par exemple), le fait de faire un Reset initialise à nouveau la mémoire moniteur et redonne la main à ce dernier ce qui est matérialisé par l'apparition du caractère d'appel sur l'écran (>).

Lorsqu'une commande ne nécessite aucune entrée de donnée numérique ou lorsque le nombre d'entrées de données numériques correspondant à une commande particulière a été effectué ; l'exécution de la commande est immédiate, il n'y a pas besoin de faire de retour chariot.

Toutes les commandes donnent à nouveau la main au moniteur après leur exécution ce qui est matérialisé par l'apparition sur l'écran du caractère d'appel.

Lorsqu'une commande requiert des entrées numériques, le fait de frapper autre chose qu'un caractère hexadécimal annule la commande et fait passer sous le contrôle du moniteur (caractère d'appel).

Les commandes dont on dispose sont les suivantes :

– Commande A : transfert de zone mémoire.

– Commande B : imprime les adresses des points d'arrêt.

– Commande C : continue l'exécution d'un programme arrêté.

– Commande D : enlève tous les points d'arrêt.

– Commande E : enregistrement d'une cassette au format J-BUG.

– Commande F : chargement mémoire d'une cassette au format J-BUG.

– Commande G : exécution d'un programme.

– Commande H : impression du contenu d'une zone mémoire.

– Commande I : initialisation à une valeur quelconque d'une zone mémoire.

– Commande J : lecture sur le terminal vidéo d'une cassette à un format quelconque.

– Commande K : test mémoire.

– Commande L : chargement mémoire d'une cassette au format en S0, S1, S9.

– Commande M : examen d'une adresse mémoire.

– Commande N : exécution d'un programme en pas à pas.

– Commande O : transformation automatique minuscules-majuscules.

– Commande P : enregistrement d'une cassette au format S0, S1, S9.

– Commande Q : mise en service de l'imprimante (et arrêt).

– Commande R : examen des registres du 6800.

– Commande S : choix du format de transmission de l'ACIA (1 ou 2 stops bits).

– Commande T : exécution en pas à pas de n instructions avec impression du contenu des registres.

– Commande U : effacement d'un point d'arrêt particulier.

– Commande V : mise en place d'un point d'arrêt.

– Commande W : vérification d'une cassette au format J-BUG.

Ce résumé des commandes ne donne qu'un modeste aperçu de la puissance de TAVBUG et nous vous invitons à lire attentivement leurs des-

| Straps à mettre en place | | | | | | | Supports à utiliser |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Type de ROM | S11 | S10 | S9 | S6 | S5 | S4 | |
| 2708/2758 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | ROM F 800 sur support 6<br>ROM F 600 sur support 7 |
| 2716 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | ROM sur support 7 |
| S1, S2, S3, S7, S8 peuvent être ou non présents, cela n'a aucune importance. 1 = strap en place 0 = strap absent. | | | | | | | |

Fig. 1. – Tableau de mise en place des straps d'adresse de la carte UVPROM pour utiliser TAVBUG.

criptions détaillées pour apprécier celles-ci.

Nous n'allons pas étudier les commandes dans l'ordre alphabétique mais dans un ordre logique.

## La commande M

Frappez M, le moniteur répond par un espace, frappez ensuite une adresse constituée de quatre caractères hexadécimaux. Le moniteur répond un espace et le contenu de cette adresse mémoire. Plusieurs possibilités vous sont alors offertes selon que vous frappiez :

– « Retour chariot », auquel cas vous ne modifiez pas le contenu de cette mémoire et vous donnez la main au moniteur ; la commande M est alors terminée.

– « Saut ligne », auquel cas vous ne modifiez pas le contenu de cette mémoire et vous visualisez la suivante.

– « Flèche vers le haut », auquel cas vous ne modifiez pas le contenu de cette mémoire et vous visualisez la mémoire d'adresse précédente.

– « Deux caractères hexadécimaux » suivi d'un des caractères étudiés ci-avant, auquel cas vous remplacez le contenu de la mémoire par ces deux caractères hexadécimaux et vous exécutez ensuite la fonction correspondant au caractère frappé.

Si vous essayez, au moyen de cette commande, de modifier le contenu d'une ROM ou d'écrire à un endroit où il n'y a pas de mémoire, le moniteur répond MEMOIRE X = ZZZZ ; ZZZZ étant l'adresse où vous avez tenté d'écrire. Attention ce phénomène se produit quand vous écrivez dans un ACIA (par exemple) puisque vous écrivez dans un registre alors que vous en relisez un autre ; dans ce cas, et dans ce cas seulement, cette réponse du moniteur est normale.

## La commande H

Cette commande permet « d'imprimer » le contenu de toute une zone mémoire sous un format aisément lisible. Un exemple est indiqué figure 2.

```
>H 0000 0025

0000 09 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 AD 00
0010 AD 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
0020 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
```

**Fig. 2. – Exemple d'exécution de la commande H.**

```
>H 0000 0020

0000 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
0010 FF 00 FF 00 FF FD FD FD FD FD FD FD FD F7 FD 00
0020 FF 00 FF F5 FF 08 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
>I 0000 0015 46
>H 0000 0020

0000 46 46 46 46 46 46 46 46 46 46 46 46 46 46 46 46
0010 46 46 46 46 46 46 FD FD FD FD FD FD FD F7 FD 00
0020 FF 00 FF F5 FF 08 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
```

**Fig. 3. – Exemple d'exécution de la commande I.**

```
>H 1000 1020

1000 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
1010 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
1020 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
>I 1000 100F 55
>H 1000 1020

1000 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55
1010 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
1020 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
>A 1000 100F 101A
>H 1000 1020

1000 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55
1010 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 55 55 55 55 55 55
1020 55 55 55 55 55 55 55 55 55 55 FF 00 FF 00 FF 00
```

**Fig. 4. – Action de la commande A.**

Frappez H, le moniteur répond par un espace ; frappez alors l'adresse de début de la zone à imprimer (quatre caractères hexadécimaux), le moniteur répond encore par un espace ; frappez ensuite l'adresse de fin de la zone à imprimer (quatre caractères hexadécimaux). La commande s'exécute alors, le format d'impression, visible figure 2, étant le suivant :

– Chaque ligne représente 16 positions mémoire consécutives.

– L'adresse de la première position mémoire de chaque ligne est imprimée en début de ligne.

– Les adresses situées en début de ligne ont toutes leur chiffre de poids faible à 0 pour améliorer la lisibilité de l'ensemble et faciliter d'éventuelles comparaisons.

Si vous souhaitez arrêter cette commande en cours d'exécution la seule possibilité consiste à faire un Reset ou un Abort (voir plus avant).

## La commande I

Cette commande permet d'initialiser toute une zone mémoire avec une valeur quelconque. Un exemple d'exécution est indiqué figure 3. Frappez I, le moniteur répond espace, frappez alors l'adresse de début de la zone à initialiser, le moniteur répond espace, frappez l'adresse de fin, le moniteur répond espace, frappez alors les deux caractères hexadécimaux qui seront placés dans cette zone. La commande s'exécute et donne ensuite le contrôle au moniteur. La figure 3 présente la succession de commandes H, I, puis à nouveau H pour bien montrer la fonction de la commande I.

## La commande A

Cette commande permet de transférer, sans modification, une zone mémoire dans une autre.

Frappez A, le moniteur répond espace, frappez l'adresse de début de la zone à transférer puis, après l'espace, l'adresse de fin de la zone à transférer, le moniteur répond encore espace, frappez alors l'adresse de début de la zone où doit être transféré le bloc mémoire. La commande s'exécute et donne le contrôle au moniteur lorsqu'elle est terminée.

La figure 4 présente un exemple d'exécution ; la séquence H, I, H, A, H utilisée montrant clairement l'action de toutes les commandes déjà étudiées.

## La commande K

Cette commande réalise un test de la RAM un peu analogue à ceux déjà publiés (écriture de 00, FF, 55, AA et lecture pour vérifier). Si une erreur est décelée le test ne s'arrête pas mais imprime l'adresse en défaut, ce qu'aurait dû contenir la mémoire et ce qu'elle contient réellement.

Frappez K puis les adresses de début et fin de la zone à tester de la même manière que pour la commande H. Si le test complet se déroule bien, le contrôle est rendu au moniteur, ce qui est matérialisé par l'apparition du caractère d'appel ; en cas d'erreur, toutes celles-ci sont imprimées ainsi que cela vient d'être exposé et le contrôle est ensuite rendu au moniteur. La figure 5 montre un exemple de test (volontairement) défectueux (nous avons testé un emplacement où il n'y a pas de mémoire !).

## La commande O

Cette commande est prévue pour les utilisateurs de claviers n'ayant pas la touche de verrouillage majuscule (« alpha lock » ou équivalent). Après un reset le moniteur est initialisé pour transformer automatiquement les minuscules ou majuscules (donc le clavier ne nécessite pas « d'alpha lock »). Cependant, pour certaines applications (programmes de traitement de textes par exemple), il peut être nécessaire de

```
>K 8000 8003
8000 00 75
8001 00 75
8002 00 FF
8003 00 FF
8000 FF 75
8001 FF FF
8002 FF 74
8003 FF 74
8000 55 75
8001 55 75
8002 55 74
8003 55 74
8000 AA 75
8001 AA FF
8002 AA 75
8003 AA 75
```

**Fig. 5. – Exemple de test mémoire défectueux réalisé au moyen de la commande K.**

ne pas faire cette transformation.

Le fait de frapper O fait passer le moniteur d'un état à un autre à chaque pression sur la touche, ainsi Reset puis O place le moniteur en mode de non modification des minuscules. Le fait de frapper un O, le fait repasser dans le mode transformation minuscules en majuscules et ainsi de suite. Sauf applications particulières, cette commande sera très peu utilisée dans les premiers temps. Le fait que le moniteur soit initialisé après un Reset en mode de transformation des minuscules en majuscules le rend compatible de tous les claviers ASCII utilisables sur le mini.

## La commande Q

Cette commande autorise, ou non, la recopie sur l'imprimante de tout ce qui se passe au niveau du terminal vidéo. Elle est particulièrement intéressante dans le cas d'une commande H, car on peut ainsi examiner tranquillement une zone mémoire et garder une trace écrite de cet examen. C'est au moyen de cette commande qu'ont été faites toutes les figures de démonstration des autres commandes.

A la mise sous tension,ou après un Reset, la recopie sur l'imprimante n'est pas activée. Le fait de frapper Q autorise cette recopie jusqu'à ce que Q soit frappé à nouveau pour l'interdire et ainsi de suite.

Les commandes O et Q agissent donc un peu comme des interrupteurs puisque à chaque pression sur la touche, on fait changer la fonction commandée d'état.

## La commande R

Cette commande est analogue à celle de J-BUG, elle permet en effet de visualiser le contenu des registres du 6800. La présentation de ces registres est, par contre très agréable, ainsi que le montre la figure 6 puisque le nom du registre est imprimé à côté de son contenu.

L'utilisation de cette commande est très simple ; il suffit en effet de frapper R. Par ailleurs, cette commande est automatiquement activée par les commandes N et T, que nous allons étudier, afin de simplifier les manipulations au maximum.

## La commande S

Cette commande permet de définir, au niveau de l'ACIA du terminal vidéo (et donc aussi du magnétophone à cassette), le format de transmission. En particulier, cette commande permet de choisir si les transmissions se font avec un bit de stop ou 2 bits de stop (revoir éventuellement la définition de ces notions lors de l'étude de la carte ISA). A la mise sous tension ou après un Reset, l'ACIA est initialisé en mode 1 bit de stop. Les commandes de chargement et d'enregistrement des cassettes du format J-BUG (commandes E et F étudiées ci-après) fonctionnent parfaitement et permettent d'utiliser les cassettes réalisées précédemment avec J-BUG. Par contre l'éditeur-assembleur, lorsqu'il fabrique une cassette selon le format S0, S1, S9 la fabrique avec 2 bits de stop (pour des raisons de compatibilité avec les produits Motorola). Il faut donc, avant d'utiliser la commande L (voir ci-après) passer en mode 2 bits de stop, sinon les cassettes au format S0, S1, S9 faites avec l'éditeur-assembleur ne pourront pas être chargées au moyen de la commande L.

Le passage d'un mode à l'autre est très simple et peut être fait n'importe quand ; il faut frapper S, le moniteur répond espace, puis frapper 1 pour 1 stop bit ou 2 pour 2 stops bits. Le fait de frapper autre chose que 1 est interprété comme un 2. Le fait d'actionner le poussoir Reset remet systématiquement en mode 1 bit de stop.

## La commande G

Elle lance l'exécution d'un programme à partir de l'adresse spécifiée. L'utilisation est simple, on frappe G, le moniteur répond espace, on frappe ensuite l'adresse de début du programme et celui-ci s'exécute alors.

## La commande V

Cette commande permet de mettre en place des points d'arrêt (voir la définition d'un point d'arrêt dans les premiers articles consacrés à J-BUG). Le moniteur accepte jusqu'à 8 points d'arrêt simultanés dans un programme.

L'utilisation est simple, il faut frapper V, le moniteur répond espace ; frappez ensuite l'adresse où doit être mis le point d'arrêt. Attention ! chaque mise en place de point d'arrêt nécessite une action sur V puisque l'on ne peut frapper qu'une seule adresse après V. Par ailleurs, il est impossible de mettre un point d'arrêt en ROM (puisque le point d'arrêt remplace une instruction par un SWI).

```
>R
C-03 B-03 A-03 X-0203 P-0303 S-A078
```

**Fig. 6. – Action de la commande R.**

## La commande B

Elle permet la visualisation des adresses de tous les points d'arrêt ; il suffit de frapper B pour voir celles-ci apparaître sur l'écran.

## La commande U

C'est la contrepartie de la commande V ; en effet, U permet d'enlever un point d'arrêt en un endroit précis. Il faut frapper U, le moniteur répond par un espace, frappez ensuite l'adresse du point d'arrêt à enlever.

Attention ! si un programme comporte de nombreux points d'arrêt, le fait de ne pas les enlever mais de faire un Reset est très mauvais. En effet, Reset remet à zéro le compteur de points d'arrêt du moniteur, mais n'enlève pas ceux-ci, en conséquence, la commande B n'indique plus rien, alors que les SWI des points d'arrêt sont toujours en place. De plus, la commande U n'a plus de sens après un Reset puisque, pour le moniteur, il n'y a plus de point d'arrêt. Si cet ennui vous arrive, il faut reprendre le listing du programme en cours d'essai et, au moyen de la commande M, remettre en place vous-même les codes opérations corrects aux emplacements des points d'arrêt.

## La commande D

Analogue à la commande U quant à l'idée, elle est moins précise puisque D enlève simultanément tous les points d'arrêt. Cette commande ne doit pas être confondue avec un Reset pour ce qui est des points d'arrêt, car elle enlève correctement ceux-ci, c'est-à-dire qu'elle rend le programme sous test dans son état original. Son utilisation est élémentaire puisqu'il suffit de frapper D.

## La commande C

Lorsque un point d'arrêt est placé dans un programme et que l'on arrive sur celui-ci, le

moniteur TAVBUG fait imprimer le contenu des registres (en activant automatiquement une commande R) puis il attend une nouvelle commande. Si l'on frappe un C on lance à nouveau l'exécution du programme à partir du point d'arrêt où l'on se trouve actuellement, exécution qui continue jusqu'au prochain point d'arrêt ou jusqu'à la fin du programme selon le cas. A partir du moment où l'on se trouve sur un point d'arrêt, on peut aussi frapper une des commandes N ou T décrites ci-après.

Il va de soi également que lorsque l'on est sur un point d'arrêt, on dispose de tout le loisir d'utiliser n'importe quelle commande du moniteur. Attention cependant à ne pas modifier le contenu du pointeur de pile (S ou SP en abrégé), il serait en effet impossible de repartir correctement du point d'arrêt après cela.

## La commande N

Ainsi que nous l'avons indiqué ci-avant lors de l'étude de C, cette commande s'utilise à partir d'un point d'arrêt et permet de dérouler un programme en pas à pas. A chaque action sur N, l'instruction sur laquelle pointe le PC est exécutée et le contenu des registres est imprimé. La figure 7 montre un exemple de déroulement de cette commande. Ici encore, il va de soi qu'entre deux actions sur N, on peut exécuter n'importe quelle commande du moniteur sous réserve de ne pas modifier le contenu du pointeur de pile.

## La commande T

C'est une succession de commandes N automatiques. En effet cette fonction permet d'exécuter autant d'instructions que l'on désire en imprimant après chaque instruction le contenu des registres internes du 6800. L'utilisation est la suivante, à partir d'un point d'arrêt, frappez T, le moniteur répond par un espace, frappez alors le nombre d'instructions que vous souhaitez voir exécuter à partir de ce point d'arrêt. Ce nombre doit impérativement comporter quatre chiffres et peut être compris entre 0000 (exclus) et FFFF inclus ; ainsi si l'on veut voir exécuter cinq instructions, on frappera 0005. Le déclenchement de la commande est alors immédiat, la figure 8 donne un exemple d'exécution.

Attention ! Les commandes N et T ne peuvent être utilisées qu'à partir d'un point d'arrêt !

```
>N
C-C9 B-0A A-AA X-0000 P-0002 S-A078
>N
C-C9 B-BB A-AA X-0000 P-0004 S-A078
>N
C-C9 B-BB A-AA X-BACD P-0007 S-A078
>N
C-C9 B-BB A-AA X-BACD P-0008 S-A078
>N
C-C9 B-BB A-AA X-BACD P-0000 S-A078
```

**Fig. 7. – Exemple de déroulement d'une succession de commandes N.**

```
T 0006
C-C9 B-00 A-AA X-0000 P-0002 S-A078
C-C9 B-BB A-AA X-0000 P-0004 S-A078
C-C9 B-BB A-AA X-BACD P-0007 S-A078
C-C9 B-BB A-AA X-BACD P-0008 S-A078
C-C9 B-BB A-AA X-BACD P-0000 S-A078
C-C9 B-BB A-AA X-BACD P-0002 S-A078
```

**Fig. 8. – Déroulement de la commande T.**

## La commande F

C'est une de celles que vous utiliserez le plus souvent ; elle permet de changer en mémoire des cassettes au format J-BUG c'est-à-dire des cassettes ayant été réalisées au moyen de la commande P de J-BUG, ou de la commande E de TAVBUG (voir ci-après) ou des cassettes fournies par l'auteur (qui sont toutes à ce format, beaucoup plus rapide que le S0, S1, S9). L'utilisation est simple mais demande un peu d'attention.

Tout d'abord, la commande assure la commande entièrement automatique du relais de la carte contrôle de niveau ; si celui-ci était court-circuité, il faut enlever ce court-circuit, TAVBUG assurant la commande du relais dans tous les cas.

L'utilisation est la suivante : mettre le magnétophone à cassette en marche ; dès que le son apparaît (après la bande amorce ou après vos commentaires enregistrés) frappez F ; le relais colle et le chargement commence. En fin de cassette le relais décolle automatiquement et le contrôle est rendu au moniteur.

Attention ! Le décollage du relais pouvant produire des parasites ; il se peut qu'un ou deux caractères apparaissent sur l'écran au moment de son décollage ; ces caractères n'ont aucune influence sur le chargement qui vient d'avoir lieu ; si ce sont des caractères autres que des commandes, TAVBUG les ignore et donne son caractère d'appel ; si par extraordinaire le parasite génère un caractère de commande, il suffit de frapper n'importe quelle touche non hexadécimale (en général on frappe retour chariot) pour annuler cette commande.

## La commande E

Cette commande est l'équivalent du P de J-BUG c'est-à-dire qu'elle permet d'enregistrer des cassettes, au format J-BUG (revoir éventuellement la définition de celui-ci dans le HP n° 1642 de mars 1979). Son utilisation est la suivante. Frappez E, le moniteur répond espace, frappez alors l'adresse de début de la zone à enregistrer sur cassette, le moniteur répond espace, frappez alors l'adresse de fin de la zone à enregistrer ; mettez le magnétophone en enregistrement aussitôt. Comme pour P de J-BUG, cette commande génère 30 secondes de signal « inutile » permettant de laisser passer la bande amorce de la cassette. Lorsque la commande est terminée, le caractère d'appel réapparaît sur l'écran.

Attention, le format J-BUG n'étant pas de l'ASCII et le terminal étant sur le même ACIA que la cassette, ce qui est envoyé au magnétophone apparaît aussi sur l'écran mais cela n'a aucune signification (puisque le terminal ne comprend que l'ASCII) et le fait que l'écran du terminal se comporte de façon quelconque est normal et n'a aucune importance.

Lors de l'utilisation de cette commande, il faut éviter que l'imprimante soit en mode recopie (commande Q) en raison des caractères « anarchiques » qu'elle recevrait, d'une part, et du retard qu'elle risquerait d'apporter à l'enregistrement de par son fonctionnement d'autre part.

## La commande W

Cette commande est un complément à la commande F ; en effet elle permet de comparer le contenu d'une cassette format J-BUG au contenu de la même cassette chargée en mémoire. Cette commande s'utilise en particulier lorsque l'on n'est pas sûr que la commande F s'est bien passée. Elle permet aussi de comparer le contenu d'une cassette que l'on vient d'enregistrer avec ce qu'il y a dans les mémoires ayant servi à cet enregistrement, ce qui peut être utile lorsque l'on vient de faire une commande E et que l'on n'est pas certain de la qualité de la cassette utilisée. L'emploi de cette commande est très simple ; il suffit de mettre le magnétophone en marche et dès que le son apparaît (après la bande amorce ou après les commentaires parlés) de frapper W ; le relais colle et la comparaison commence. Le processus continue jusqu'à la fin s'il n'y a pas d'erreur, le relais décolle alors et le moniteur reprend la main. S'il y a une erreur le programme W s'arrête, le message « MEMOIRE X = ZZZZ » apparaît alors, ZZZZ étant l'adresse de la cellule mémoire non identique à la bande, le relais décolle et le moniteur a de nouveau le contrôle.

## La commande L

Cette commande permet de changer en mémoire les cassettes du format S0, S1, S9 (voir éventuellement le H.P. n° 1655 d'avril 1980 pour la définition de ce format) telles que celles produites par l'éditeur-assembleur. Cette commande vous dispense d'utiliser le programme qui se lance en 6100 sur la cassette éditeur-assembleur.

L'utilisation de cette commande est très simple ; mettez le magnétophone en marche et dès que le son apparaît frappez L ; le relais colle et le chargement commence. Ce programme est par ailleurs assez évolué ; en effet il teste d'une part que chaque écriture mémoire se passe bien ; en cas de défaut le relais décolle et le moniteur affiche « MEMOIRE X = ZZZZ » ; ZZZZ étant l'adresse mémoire en défaut ; d'autre part, ainsi que cela a été exposé dans le n° 1655 d'avril 1980, le format S0, S1, S9 dispose d'une « checksum » qui est une sorte de contrôle au niveau de chaque ligne de données ; la commande L vérifie automatiquement cette « checksum » et en cas d'erreur, le relais décolle et le moniteur affiche « CHECKSUM X = ZZZZ » ; ZZZZ représentant l'adresse du dernier mot chargé en mémoire. Dans les deux cas d'erreur (mémoire ou checksum), le programme L est interrompu et le contrôle rendu au moniteur. Si tout se passe bien, le relais décolle en fin de chargement et le contrôle est rendu au moniteur. Les remarques faites pour la commande F en ce qui concerne le décollage du relais sont évidemment valables pour cette commande L.

Par ailleurs, si l'imprimante était en mode recopie (commande Q) le fait de faire L annule cette commande automatiquement.

## La commande P

Cette commande est analogue à E mais pour générer des cassettes du format S0, S1, S9. L'utilisation est rigoureusement identique à celle de E sauf en ce qui concerne les points suivants :

– Le signal « inutile » génère en début de bande ne dure que 8 secondes (en raison de problèmes liés au programme de gestion de cette commande), en conséquence, il faut prendre soin de faire avancer la cassette de façon à dépasser la bande amorce avant de lancer cette commande.

– Le format S0, S1, S9 étant de l'ASCII, ce qui apparaît sur l'écran a un sens et correspond à ce qui est enregistré sur la cassette ; par ailleurs la signification de ce format S0, S1, S9 est identique à celle exposée dans le numéro 1655 d'avril 1980.

Ici encore, il faut arrêter l'imprimante (commande Q) avant d'utiliser cette commande.

## La commande J

Cette commande est assez particulière, en ce sens qu'elle rend le moniteur « transparent » c'est-à-dire que tout ce qui est frappé au clavier apparaît sur l'écran du terminal sans être interprété par le moniteur ; d'autre part cette commande fait coller le relais ce qui permet de visualiser sur l'écran le contenu de toute cassette au format ASCII. On peut ainsi « lire » les cassettes au format S0, S1, S9 mais aussi toutes les cassettes réalisées grâce à la commande E de l'éditeur-assembleur.

Pour terminer cette commande J, il faut soit frapper ESCAPE, soit faire un Reset ; dans les deux cas le relais décolle et le contrôle est rendu au moniteur.

## L'utilisation des interruptions

Ainsi que nous l'avons exposé dans nos premiers articles, le 6800 dispose de trois types d'interruptions ; SWI (Software Interrupt = interruption logicielle), IRQ (Interrupt Request = demande d'interruption) et NMI (Non Maskable Interrupt = interruption non masquable) ; nous ne reviendrons pas sur le rôle et le principe de celles-ci, revoyez éventuellement pour cela le n° 1638 de novembre 1978.

Nous vous faisons cependant remarquer que, en principe, les adresses de début des programmes d'interruptions sont situées entre FFF8 et FFFD, c'est-à-dire dans une zone occupée par la PROM TAVBUG. Afin de ne pas vous contraindre à ne pouvoir utiliser les interruptions, TAVBUG, grâce à des astuces de programmation, considère que les adresses de début des programmes d'interruptions sont situées en RAM ; ainsi si vous voulez utiliser IRQ, vous placerez l'adresse de début du programme déclenché par IRQ en A000 et A001 tandis que si vous souhaitez utiliser NMI, vous placerez l'adresse de début du programme déclenché par NMI en A006 et A007.

L'utilisation de l'interruption SWI est réservée pour le moniteur.

Attention ! Le fait de faire un Reset ne modifie pas l'adresse contenue en A000 et A001 mais remplace celle contenue en A006 et A007 par une autre correspondant à une possibilité très intéressante décrite ci-après.

## L'utilisation de NMI sous TAVBUG la commande Abort

Lorsque vous essayez un programme, il arrive que celui-ci ne fonctionne pas (d'une part) mais surtout se bloque, au point qu'il est nécessaire de faire un Reset pour reprendre le contrôle du mini. Cette situation est extrêmement désagréable car elle ne permet pas de savoir où était « parti » le programme ou alors dans quelle boucle il tournait sans pouvoir en sortir. Le moniteur TAVBUG offre une possibilité intéressante sur ce plan grâce à l'utilisation de la ligne NMI du 6800. En effet nous avons inclus dans TAVBUG un programme déclenché par NMI qui permet de visualiser les registres du 6800 et de donner ensuite le contrôle au moniteur lors d'une action sur NMI. Ce qui signifie que si un programme sous test se « plante », vous n'avez plus qu'à faire NMI (nous allons voir comment ci-dessous) et lire le contenu des registres pour savoir où était le programme. Cette procédure permet de trouver très rapidement les erreurs surtout au niveau des boucles dont les tests de fin sont mal conçus.

Pour vous laisser cependant le loisir d'utiliser NMI pour autre chose, l'adresse de début de ce programme est chargée en RAM en A006 et A007 à chaque action sur Reset mais rien ne vous empêche de changer le contenu de cette RAM ainsi que cela était indiqué dans le paragraphe précédent ; la seule précaution à prendre étant de penser qu'il faut remettre votre propre adresse de NMI après chaque action sur Reset.

La méthode d'action sur NMI est extrêmement simple. La figure 9 montre le schéma du montage rudimentaire à réaliser. On peut immédiatement remarquer que celui-ci est identique au circuit de Reset manuel déjà étudié ; en conséquence, nous n'avons

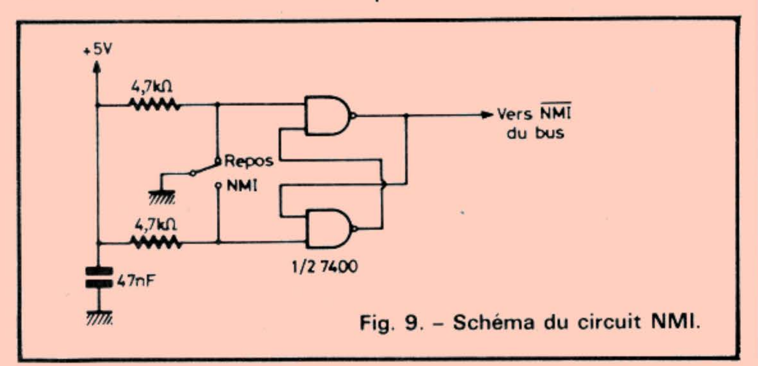


Fig. 9. – Schéma du circuit NMI.

pas réalisé de nouveau circuit imprimé ; il suffit de reprendre celui de Reset, dont le dessin est publié pour mémoire en figure 10 et de ne pas câbler les résistances de liaison au + 12 V et – 12 V qui servaient à alimenter les LED témoins ainsi que la 330 Ω reliée au + 5 V. La sortie NMI de ce circuit sera reliée à la ligne NMI du bus non sans avoir vérifié qu'au niveau de la carte MPU le strap reliant NMI du 6800 à la patte E du connecteur est bien mis en place (strap repéré A sur la figure 2, H.P. n° 1634 de juillet 1978). Un poussoir analogue à celui du Reset commandera ce circuit.

Pour s'assurer de son fonctionnement, il suffit, une fois le mini sous tension, d'actionner ce dernier ; le contenu des registres du 6800 doit alors apparaître sur l'écran (format analogue à celui de la commande R) et le contrôle doit être rendu au moniteur.

Lorsque l'on a pris l'habitude d'utiliser cette possibilité, la mise au point de programmes un peu longs ou comportant de nombreuses boucles devient un jeu d'enfant !

## Quelques remarques

En ce qui concerne la commande Q (utilisation de l'imprimante en recopie du terminal), il nous fallait bien choisir une imprimante. Le modèle H14 Heathkit étant en possession de nombreux lecteurs suite à notre étude du numéro de janvier 1980, il nous a semblé logique de prévoir le programme de gestion de cette machine. Les personnes ayant une imprimante différente ne pourront donc utiliser la commande Q ; par contre, nous donnerons toutes les indications utiles pour qu'ils puissent écrire leur propre programme de gestion. Celui-ci pourra ensuite être mis sur ROM, soit par l'auteur, soit par vous-même puisque la carte IPU permettra de programmer les mémoires effaçables aux ultra-violets.

Le relais étant commandé automatiquement dans tous

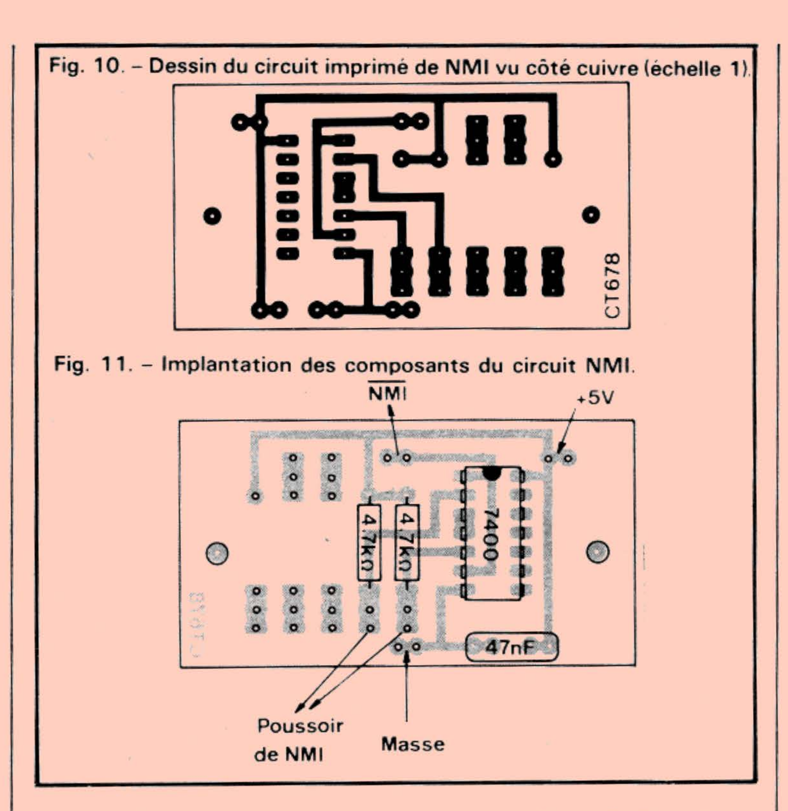


Fig. 10. – Dessin du circuit imprimé de NMI vu côté cuivre (échelle 1).

Fig. 11. – Implantation des composants du circuit NMI.

les cas, l'éventuel court-circuit que vous auriez pu être amené à mettre en place entre ses bornes (puisque J-BUG ne le commandait pas) doit être enlevé.

Les 4013 que nous vous avions fait enlever sur la carte ISA et remplacer par un strap doivent impérativement rester enlevés. Même si votre carte ISA marchait correctement avec ceux-ci du temps de J-BUG, il faut absolument qu'ils soient enlevés et remplacés par un strap (voir éventuellement HP n° 1645 de juin 1979) sinon TAVBUG est inutilisable.

## Notions de compatibilité

Ainsi que nous l'avons exposé, TAVBUG réside entre F800 et FFFF. Par ailleurs, les moniteurs Motorola résident en divers endroits :
- MIKBUG, MINIBUG 2 et 3 et J-BUG sont de E000 à E3FF.
- EXBUG est de F000 à FBFF.

En conséquence, si vous souhaitez utiliser du logiciel prévu pour travailler avec un des moniteurs Motorola, il risque d'y avoir un problème puisque les sous-programmes standards appelés par ce logiciel vont l'être à une adresse correspondant à l'emplacement du moniteur. Ainsi INCM (entrée de caractère) est en E11F pour MINIBUG 3E par exemple.

Tous les sous-programmes classiques des moniteurs Motorola existant dans TAVBUG, l'auteur a également réalisé deux autres PROM : l'une baptisée COMPMI et l'autre COMPEX.

COMPMI réside de E000 à E3FF et se comporte, vis-à-vis d'un programme quelconque, comme les sous-programmes standards de MINIBUG 2 et 3, de MIKBUG et de J-BUG simultanément.

COMPEX réalise la même fonction mais pour le moniteur EXBUG, il réside de F000 à F3FF.

En résumé : le moniteur TAVBUG se suffit largement à lui-même. Par ailleurs, il comporte tous les sous-programmes standards Motorola dont nous allons vous indiquer les fonctions et les points d'appel.

La PROM CMPMI est seulement nécessaire si vous désirez utiliser du logiciel prévu pour travailler avec MINIBUG, MIKBUG ou J-BUG ; de même la PROM COMPEX est seulement nécessaire si vous souhaitez utiliser du logiciel prévu pour travailler avec EXBUG.

De plus, et même dans ces cas, ces PROM ne sont vraiment utiles que si vous ne possédez pas le listing du programme que vous souhaitez utiliser. En effet, si vous avez ce listing, il suffit de remplacer les adresses d'appels des sous-programmes standards initiaux par celles de TAVBUG et le tour est joué.

## Comment obtenir TAVBUG

TAVBUG est un moniteur entièrement conçu et réalisé par l'auteur. En conséquence, il est sa propriété et sa reproduction ou duplication par quelque moyen que ce soit est interdite. Du fait de son originalité, ce moniteur n'existe évidemment pas dans le commerce. La procédure adoptée pour l'obtenir est donc la suivante, et est analogue à celle employée pour J-BUG en raison du succès rencontré par cette méthode.

Vous devez vous procurer :

– pour TAVBUG, une 2716 ou deux 2708 ou deux 2758,

– pour COMPMI, une 2758 ou une 2708,

– pour COMPEX, une 2758 ou une 2708.

Vous devez également demander à l'auteur la feuille indiquant la marche à suivre pour faire programmer ces mémoires en notant bien que :

– Cette demande peut se faire au moyen d'une simple carte de visite accompagnée d'une enveloppe timbrée et adressée à l'auteur à l'adresse du journal et indiquant TAVBUG.

– Si votre demande ne concerne que cette feuille d'information, il vous sera répondu par retour du courrier.

– En raison de ce qui est indiqué ci-avant, évitez de joindre des questions à cette demande car, dans ce cas, votre lettre serait traitée comme le courrier normal et cela demanderait un délai beaucoup plus long.

– En aucun cas, n'envoyez vos mémoires à quelque adresse que ce soit avant d'avoir reçu la feuille d'information, celles-ci seraient tout simplement

refusées (plusieurs lecteurs ayant malheureusement utilisé cette pratique pour J-BUG ignorant délibérément les frais de programmation et réexpédition de leur circuit !).

– Il ne sera pas répondu aux demandes non accompagnées de l'enveloppe timbrée et adressée (sauf pour les lecteurs étrangers qui ne peuvent se procurer des timbres français).

– La feuille d'information comprend toutes les indications relatives à TAVBUG, COMPMI et COMPEX sur 2708, 2758 et 2716.

## La liste des réalisateurs du mini

Certains lecteurs commençaient à ne plus y croire, ils avaient tort car cette fameuse liste est enfin terminée et est disponible. Nous devons cependant vous donner quelques informations à son sujet afin qu'elle puisse jouer correctement son rôle et qu'elle puisse être actualisée correctement.

Tout d'abord, elle a été établie à partir des réponses aux questionnaires qui sont parvenues à l'auteur avant le 8 avril 1980, et n'y figurent que les coordonnées complètes des personnes ayant donné leur accord.

Cette liste sera actualisée pour chaque nouvel ensemble d'au moins 20 coordonnées parvenant à l'auteur. Ces coordonnées peuvent nous parvenir sur papier libre (si vous avez égaré l'original du questionnaire ou si vous y avez déjà répondu que celui-ci ne nous soit pas parvenu) ou sur le questionnaire (publié dans le HP n° 1650 de novembre 1979).

De même, toute erreur ou omission ou changement d'adresse peuvent être signalées sur papier libre adressé à l'auteur, la modification ayant lieu lors de l'actualisation de la liste.

Au sujet de la longueur de celle-ci, nous sommes assez

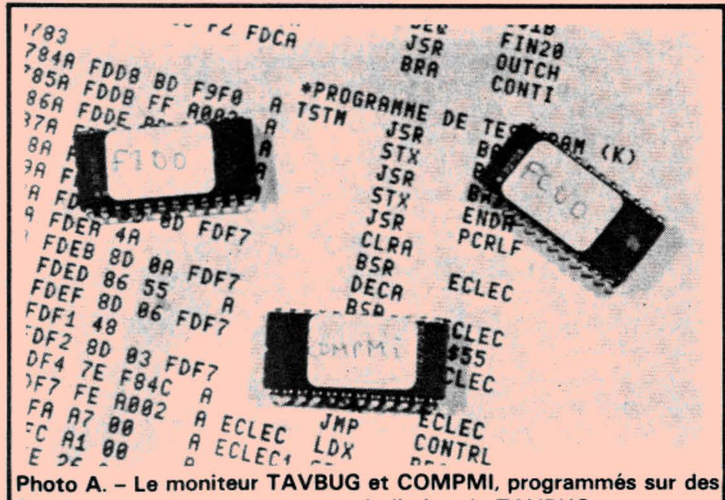


**Photo A. – Le moniteur TAVBUG et COMPMI, programmés sur des 2708, reposant sur un morceau du listing de TAVBUG.**

déçus de n'y voir figurer qu'à peu près 180 noms, alors que nous avons reçu 205 réponses au questionnaire, et nous sommes encore plus profondément déçus de n'avoir que 205 réponses au questionnaire, alors que nous avons programmé plus de 600 J-BUG !! Il n'est pas trop tard pour bien faire...

Par ailleurs, toujours au sujet de la longueur de la liste, celle-ci comporte neuf pages. Vous concevez donc qu'en raison des frais de photocopie et d'expédition en lettre, l'auteur est obligé de vous demander une participation aux frais. La procédure à suivre pour obtenir cette liste ainsi que le montant de la participation sont indiqués eux-aussi sur la feuille d'information de TAVBUG (afin de faire d'une pierre deux coups), en conséquence, suivez la procédure indiquée au chapitre précédent pour obtenir celle-ci.

Enfin, l'auteur estime que la liste des réalisateurs du mini ne peut être communiquée qu'aux personnes dont les coordonnées y figurent, ceci afin que les liaisons entre vous soient parfaitement « symétriques » et que chacun connaisse les coordonnées de son interlocuteur. L'auteur demande donc aux personnes n'ayant pas répondu au questionnaire ou n'ayant pas autorisé la diffusion de leurs coordonnées, de ne pas lui demander la liste car cette demande ne pourrait être satisfaite. Par contre, si certaines personnes souhaitent revenir sur leur décision et autorisent la communication de leurs coordonnées, qu'elles le fassent savoir à l'auteur ; la liste leur deviendra ainsi accessible.

## Actualités

Deux programmes de taille importante ont été ajoutés à la liste actuelle :

– Un désassembleur-assembleur-translateur : ce programme extrêmement intéressant permet de déplacer un programme d'une zone mémoire à une autre. Mais attention, ce n'est pas un déplacement « bête » puisque le programme est automatiquement désassemblé, les adresses sont automatiquement calculées compte tenu du nouvel emplacement mémoire et le programme est ensuite réassemblé à cet emplacement. Cela signifie que si vous disposez d'un programme qui fonctionne à partir d'une adresse donnée, vous pouvez le mettre n'importe où en mémoire au moyen de ce translateur, il fonctionnera encore. Par ailleurs, ce programme est capable de charger une cassette ailleurs qu'à sa place initiale en mémoire tout en désassemblant celle-ci ou non (au choix). Ce programme peut aussi évidemment se déplacer lui-même dans la mémoire. Il est disponible seulement sous forme de cassette au prix de 80 F selon la procédure habituelle. Sa notice sera publiée dans le prochain numéro de la revue.

– Une bataille de l'espace inspirée du film « Star Trek » (projeté il y a quelque temps sur les écrans français), sorte de super bataille navale à trois dimensions, ce jeu est un des rares dont on ne se lasse pas car il est différent à chaque nouvelle partie. La durée de jeu est programmable entre une demi-heure et plusieurs heures. Il est disponible uniquement sous forme de cassette et est accompagné d'une notice très complète de trois pages décrivant en détail toutes les commandes et possibilités. Ce programme est en langage machine et nécessite 5K de RAM à partir de l'adresse 0000. La cassette est disponible selon la procédure habituelle au prix de 80 F.

Le programme désassembleur-assembleur-translateur est évidemment en langage machine et ne demande que 2K de RAM à partir de l'adresse 0000 (la première fois, puisque après le premier chargement en mémoire, on peut le translater où l'on veut).

Avant de conclure ce paragraphe, nous précisons que les cassettes fournies par l'auteur seront toujours au format J-BUG car :

– D'une part celui-ci est plus vite chargé en mémoire que le format S0, S1, S9.

– D'autre part, ce format est exploitable avec le moniteur J-BUG et avec TAVBUG, ce qui permet à tous les réalisateurs du mini de lire ces cassettes.

## Conclusion

Le mois prochain, nous vous présenterons les sous-programmes de TAVBUG que vous pouvez utiliser avec leurs fonctions et leurs points d'entrée, nous expliquerons l'utilisation du désassembleur-assembleur-translateur et nous étudierons la partie théorique de la carte IPU (interface parallèle universelle) qui sera réalisée le mois suivant conjointement à des applications immédiates de celle-ci.

**A suivre**

**C. TAVERNIER**

# LE 2e DISCOFORUM

ORGANISÉ du 25 au 30 avril, salle Wagram par les sociétés POWER (le son) et A.E.C. COLLYNS (la lumière) sous le patronage de notre confrère « Sono », le IIe Discoforum a connu un succès indéniable qui s'est traduit, entre autres, par 15 000 entrées. Un certain nombre de constructeurs et d'importateurs avaient apporté leur concours à cette gigantesque manifestation et nous avons pu noter la présence des synthétiseurs KORG, des platines DUAL, des bandes magnétiques AGFA, des lasers de LASER MOVEMENT, ... et même de la SACEM.

Ces six jours (sans « Vel d'Hiv ») ont été l'occasion de rassembler tous ceux qui s'intéressent à la sonorisation, que celle-ci soit de discothèque ou d'orchestre, tant parmi les professionnels que les amateurs. C'est dire que nous avons pu rencontrer aussi bien des propriétaires de discothèque, des disc-jockeys venus de tous les coins de France ou même des pays limitrophes, des revendeurs et installateurs, des jeunes « gratouilleurs » de guitare et d'authentiques vedettes du disque et de la scène.

D'ailleurs la technique expliquée a côtoyé, tout au long de ces journées, la pratique et les démonstrations les plus percutantes :

- Des séminaires spécialisés ont permis, aux distributeurs et aux disc-jockeys, de se tenir au courant des tendances et nouveautés technologiques des firmes POWER et COLLYNS et en même temps de faire connaissance avec les études menées et résultats obtenus, à l'occasion de ce IIe Discoforum, lors de l'animation sonore et lumineuse de la Salle Wagram.
- De constater à la fois auditivement et de visu les performances définitives, quelquefois étonnantes, et ce au cours de folles soirées qui réunissaient jusqu'au petit matin des plateaux exceptionnels avec une animation qui ne l'était pas moins puisqu'elle était menée tambour battant par le prince des disc-jockeys : J.-M. Steward (d'autant plus déchaîné que ce IIe Discoforum l'avait vu recevoir le « micro d'or », venant récompenser une carrière de 10 ans d'itinérance et représentant plus de 2 000 soirées !).



**Vue de la salle lors de la soirée (privée !) du 29 avril.**

**M. Rimbert (Korg) aux commandes.**

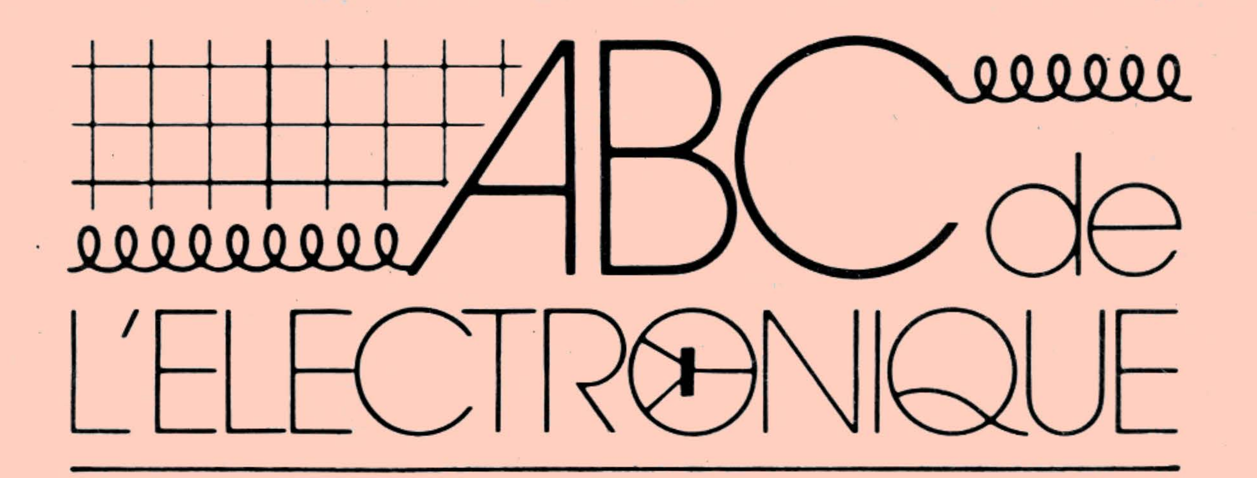


**Remise du micro d'or à Serge Gainsbourg par Katia (Katia Promotions).**

Ces journées (et ces nuits) permirent en outre de soumettre le matériel Power et Collyns à un banc d'essai quasi-permanent, non seulement celui déjà connu des connaisseurs, mais également quelques nouvelles réalisations tel par exemple un baffle « Hyperbass » exponentiel capable de descendre à 30 Hz (30 à 160 Hz à – 3 dB) et doté d'une efficacité qui laisse rêveur (110 dB/ 1 W/ 1 m) ; pour exciter ces montres (4 en tout), un ampli susceptible de délivrer 1 000 W (RMS) avait été spécialement conçu et dévolu à chacun d'eux. Résultat : des pointes de 130 dB et plus au centre de la piste (de quoi déboucher les conduits auditifs les plus hermétiques !).

Quant à la lumière, et en dehors de 3 lasers et d'une multitude d'appareils à effets visuels, retenons l'avènement de panneaux lumineux digitalisés et programmables COLLYNS qui mettent la discothèque de chez nous à l'heure américaine.

Une belle réussite donc qui laisse heureusement présager des manifestations de ce type.




# GYRATEURS PHOTOCOUPLEURS

**DANS cet ABC on traitera de deux sujets totalement différents. Les gyrateurs peuvent remplacer des bobines dans de nombreuses applications mais on ne dispose actuellement que de peu de circuits intégrés spéciaux pour cette technique. Les photocoupleurs sont à l'ordre du jour. Celui qui sera décrit en deuxième partie de cet ABC, est un produit nouveau, évitant l'effet de champ lorsque la LED émettrice et le phototransistor sont portés à des tensions différentes pouvant atteindre jusqu'à 1 000 V.**

## Les gyrateurs utilisés dans les filtres

### Introduction

Chaque fois que nous en avions l'occasion, nous n'avons pas manqué d'entretenir nos lecteurs des gyrateurs, analysant divers montages pratiques proposés un peu partout. Voici d'abord la définition du gyrateur.

Un gyrateur est un réseau à deux points terminaux actifs, non réciproques dans lesquels l'impédance d'entrée est proportionnelle à l'admittance de charge de sortie, ou inversement proportionnelle à l'impédance de charge de sortie.

Comme avantages du gyrateur, on retiendra les suivants :

1° Il ne consomme pas d'énergie prélevée sur le signal.

2° Il se comporte comme un réseau passif sans pertes, mais il contient des réseaux actifs.

3° Le gyrateur est stable.

4° Les capacités associées au gyrateur possèdent un facteur de qualité Q supérieur et donnent lieu à une moindre dissipation que des bobines.

5° En le réalisant avec des transistors discrets ou avec des CI, l'appareil à gyrateur est souvent économique par rapport à son homologue à bobines conventionnelles.

6° Les gyrateurs sont utilisables dans la plupart des montages où figurent des bobines, surtout en BF et on peut réaliser des appareils dans le domaine des filtres et celui des oscillateurs.

Nous désignerons les gyrateurs comme indiqué à la figure 1. Ils se montent comme des quadripôles ou des tripôles et il y a une entrée et une sortie (deux « ports »). Le commun représente les + et les – éventuels de l'alimentation.

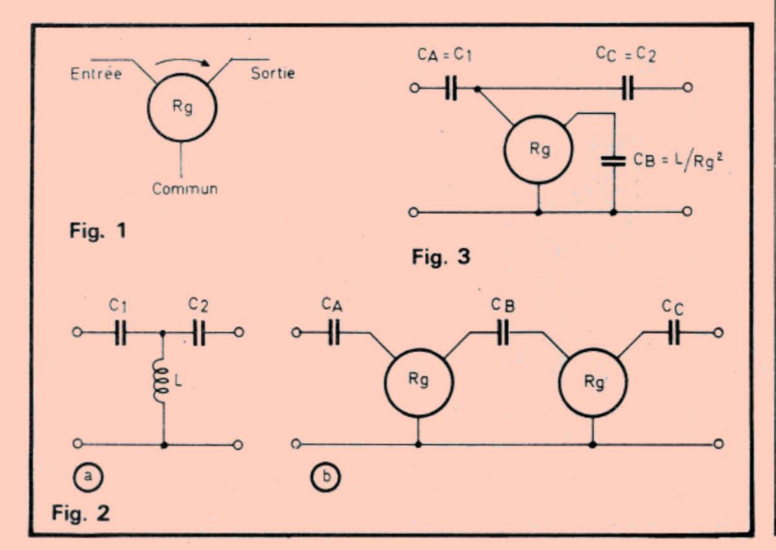


Fig. 1 — Fig. 2 — Fig. 3

Il existe actuellement un CI gyrateur, le TCA580, qui est très utilisé, mais on peut aussi réaliser des gyrateurs avec d'autres semi-conducteurs.

### Quelques filtres à gyrateurs

En voici un premier à la figure 2. Il s'agit d'un filtre passif, passe-haut du type T, à deux capacités $C_1$ et $C_2$ et une bobine L. Ce modèle est représenté en (a).

En (b) on donne le schéma du circuit du gyrateur. On a,

$C_A = C_1$, $C_B = L/R^2_g$,
$C_c = C_2$

où $R_g$ est la résistance du gyrateur.

Le même modèle peut être reproduit selon le schéma plus simple de la figure 3, qui ne nécessite qu'un seul gyrateur. Les valeurs des capacités sont indiquées sur le schéma.

Voici un filtre de bande en T à trois bobines dont le modèle est donné à la figure 4a.

On reconnaît la configuration du filtre de bande avec couplage de $L_a$ et $L_b$ par la base, à l'aide de $L_c$.

L'équivalent est indiqué en (b) de la même figure.

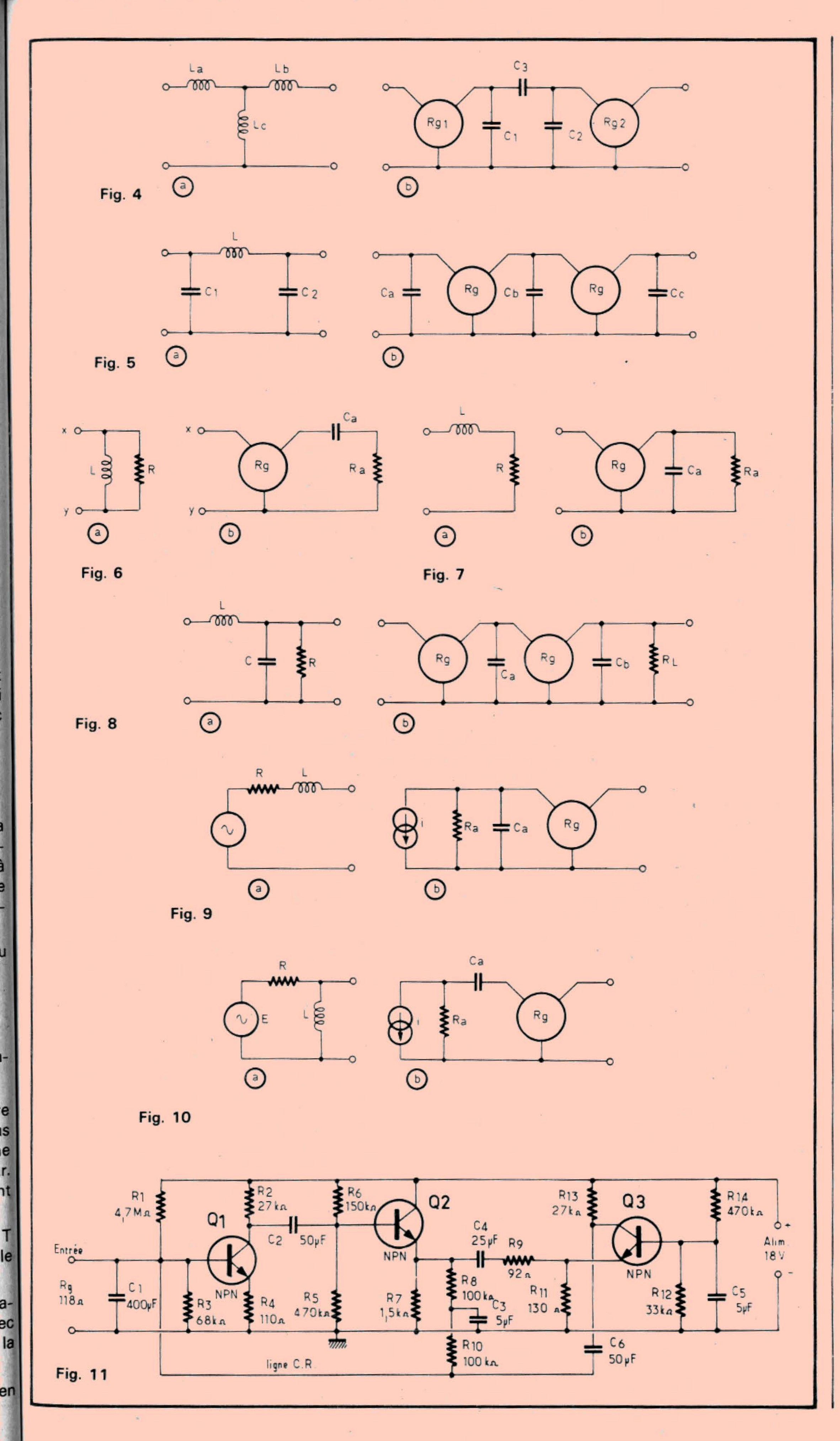



Fig. 4 (a) (b)

Fig. 5 (a) (b)

Fig. 6 (a) (b)

Fig. 7 (a) (b)

Fig. 8 (a) (b)

Fig. 9 (a) (b)

Fig. 10 (a) (b)

Fig. 11

Les formules de calcul sont : $C_1 = L_a/(R_{g1}\ R_{g2})$
$C_2 = L_b/(R_{g1}\ R_{g2})$
$C_3 = L_c/(R_{g1}\ R_{g2})$

Le modèle suivant est à la figure 5a et il s'agit d'un filtre passe-bas en $\pi$. Le montage à gyrateur est représenté en (b) et nécessite deux gyrateurs et trois capacités. On le calcule selon les formules :

$C_a = C_1,\ C_b = L/R_g^2$
$C_c = C_2$

Ensuite, nous proposons le modèle de la figure 6a qui est une bobine L amortie par une résistance R et dont la traduction en montage à gyrateur est donnée en (b).

Il apparaît clairement qu'il s'agit de dipôles. On a :

$C_a = L/R_g^2$
$R_a = R_g^2/R$

Remarquons que toutes les formules sont homogènes comme il se doit. Voici encore à la figure 7 le modèle et le montage à gyrateur.

Les relations entre les éléments sont :

$C_a = L/R^2_g$
$R_a = R^2_g/R$

Dans ce montage la bobine L est en série avec la résistance R, l'ensemble (a) constituant un dipôle, tout comme la simulation à gyrateur (b).

Passons au montage de la figure 8. Il s'agit ici de quadripôles. Le modèle (a) est un filtre passe-bas à bobine L dans le bras série et la capacité dans le bras shunt, R étant la charge.

L'équivalent (b) nécessite l'usage de deux gyrateurs de résistance $R_g$, de deux capacités $C_a$ et $C_b$. $R_L$ est la charge.

On a :

$C_a = L/R^2_g$
$C_b = C$

A la figure 9, on a représenté un générateur de tension E en série avec R et L.

L'équivalent est un générateur de courant. On a :

$i = E/R_g$,
$R_a = R^2_g/R$,
$C_a = L/R^2_g$.

A la figure 10, en (a), un générateur de tension E est en série avec R dans le bras série et L dans le bras shunt.

La reproduction simulée, avec gyrateur (b), comporte un générateur de courant i, une

résistance shunt $R_a$, une capacité $C_a$ série et le gyrateur de résistance $R_g$.

On utilisera les formules :

$i_1 = E/R_g$,

$R_a = R^2_g/R$,

$C_a = L/R^2_g$.

Voici à la figure 11, une bobine L en (a) dont le montage équivalent (b) nécessite un gyrateur de résistance $R_g$ et une capacité C.

L'impédance d'entrée de ce montage est,

$Z_{in} = sL$

où

$s = j\omega = 2\pi fj$

Ce montage sera fréquemment utilisé en pratique dans toutes sortes d'applications.

**Méthode de détermination**

Parmi les nombreuses méthodes de détermination des montages de filtres à gyrateurs, en voici un assez simple, proposé dans **Electronics**, par **Louis de Pian**, de l'Université G. Washington (Washington, USA).

Il s'agit de remplacer tous les éléments L par des capacités et des gyrateurs.

Soit, à titre d'exemple, le cas d'un filtre passe-bas du second ordre, ayant un facteur d'amortissement k et une fréquence charnière $f_o = \omega_o/2\pi$, $\omega_o$ étant la pulsation.

Soit un gain, en continu, égal à 1 et la fonction de transfert de tension, en circuit ouvert,

$$F(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$= \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\,k\omega_o\,s + \omega^2_o}$$

où $s = j\omega_o$, $j = \sqrt{-1}$, $V_{out}$ = tension de sortie, $V_{in}$ = tension d'entrée.

Le filtre a été d'abord réalisé avec un réseau LC à charge $R_L$ aux bornes de la capacité comme le modèle (a) de la figure 8.

La fonction de transfert est,

$$F = \frac{-R_L\,y_{12}}{1 + R_L y_{22}}$$

$$= \frac{\omega_o/2\,ks}{1 + (s^2 + \omega^2/2\,k\omega_o\,s)}$$

où les admittances sont :

$$y_{12} = -\frac{1}{L\,s}$$

$$y_{22} = C_s + \frac{1}{L\,s}$$

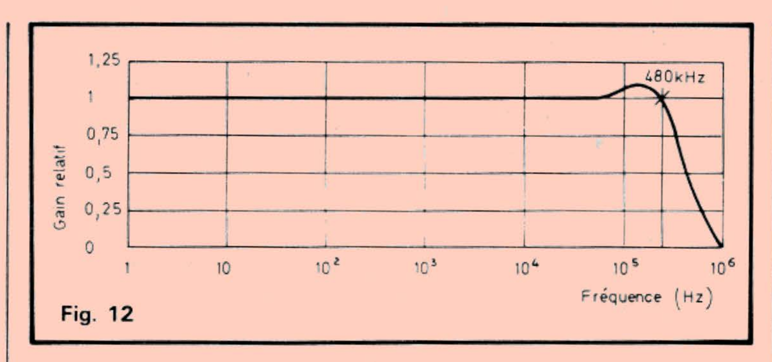


Fig. 12

Finalement, on trouve :

$$L = \frac{2\,k\,R_L}{\omega_o},$$

$$C = \frac{1}{k\,R_L\,\omega_o}$$

A l'aide de ces formules, on pourra déterminer L et C, données essentielles du « modèle » en fonction de la fréquence $f_o = \omega_o/2\pi$, de $R_L$ et du facteur d'amortissement K.

Connaissant L et C, les formules associées au montage choisi dans le cas présent, celui de la figure 8 (a), permettront la détermination du montage à gyrateur (b) de la même figure que nous reproduirons à nouveau : $C_a = L/R^2_g$, $C_b = C$.

Nous préciserons plus bas la détermination de $R_g$ qui est souvent de l'ordre de 100 Ω. La conductance $G_g$ est alors 0,01.

$R_g$, la résistance du gyrateur peut aussi être déterminée par des mesures préalables et aussi être donnée par le fabricant des circuits gyrateurs fournis sous forme de CI ou sous forme d'assemblage de semi-conducteurs et composants discrets, éventuellement.

L'impédance d'entrée d'un gyrateur est égale au produit de l'admittance de charge $YL_o$ et de $R^2_g$ ; par définition $R_g$ est égale aux impédances de transfert $Z_{12}$ et $-Z_{21}$ lorsque $Z_{11}$ et $Z_{22}$ sont nulles.

Si $R_g$ varie pendant le fonctionnement de l'appareil, il est nécessaire que l'on connaisse l'effet de cette variation sur la stabilité du filtre.

A cet effet, remplaçons $R_g$ qui indique une valeur fixe par $R_x$ qui est variable et définissons :

$$\alpha = \frac{R_x}{R_g} \text{ et } \alpha^2 = \frac{R^2_x}{R^2_g}$$

comme les rapports de ces résistances ou de leur carré.

Dans le filtre on aura alors,

$$L\,\frac{2\,k\,R_L}{\omega_o}\,\alpha^2,$$

et la fonction de transfert est,

$$F(s) = \frac{1}{LC\,s^2 + (Ls/R_L) + 1}$$

qui est égale à,

$$F(s) = \frac{\omega_o^2}{\alpha^2\,s^2 + 2\,k\omega_o\,\alpha^2 s + \omega_o^2}$$

Par conséquent le gain en continu, reste l'unité, mais la fréquence charnière $f_o = \omega_o/2\pi$ et le facteur d'amortissement k sont modifiés.

On a :

$\omega_x = \omega_o\,R_g/R_x$,

$k_x = k\,\alpha^2$

Ainsi, si la résistance du gyrateur augmente de 10 %, la pulsation charnière $\omega_o$ et le facteur d'amortissement k varient de 9 % et 20 % respectivement.

Avec cette méthode, il est relativement facile et rapide de déterminer un montage à gyrateur équivalent à un modèle LCR donné, mais elle a l'inconvénient de conduire à l'emploi de deux gyrateurs et la stabilité peut être médiocre.

L'avantage est que cette méthode est simple et qu'elle permet de prendre comme point de départ des filtres LC existants et connus.

Revenons à la figure 8a et déterminons les valeurs du filtre à gyrateur (b) correspondant.

Les données sont : L = 50 H, C = 8 µF, R = 1 000 Ω. Le gyrateur à résistance $R_g$ = 100 Ω.

De ce fait,

$C_a = L/R^2_g = 50/10^4$ farad

ou $C_a$ = 5 000 µF

Ensuite :

$C_b = C = 8\,\mu F$

$R_L = R = 1\,000\,\Omega$

La seconde méthode proposée par Louis de Pian est beaucoup plus longue à mettre en œuvre. Elle donne lieu à des montages plus stables. On la trouvera dans l'étude parue dans Electronics consacrée aux filtres actifs, dans plusieurs numéros de 1968 et toujours valable. Elle nous a servi de base pour rédiger cette étude pratique.

**Un montage de gyrateur**

Il est représenté par le schéma de la figure 11 et proposé par **B.A. Shenoi** de l'Université de Minnesota. Ce gyrateur possède trois transistors, l'un, $Q_1$ étant monté en émetteur commun, le suivant $Q_2$ en collecteur commun, relié à la ligne positive de + 18 V par rapport à la masse.

Le troisième $Q_3$ est monté en base commune, tous trois des NPN (leur type n'est pas précisé).

Remarquons l'entrée entre base de $Q_1$ et masse. Les bases sont polarisées par $R_1$ et $R_3$, $R_6$ et $R_5$, $R_{12}$ et $R_{14}$. $Q_1$ est monté en amplificateur de tension avec contre-réaction par la résistance d'émetteur $R_4$. La charge de $Q_1$ est $R_2$ de 27 kΩ.

$Q_2$ reçoit le signal de $Q_1$ par $C_2$. Sa charge est $R_7$ du circuit d'émetteur. $C_4$ et $R_9$ constituent le couplage entre l'émetteur de $Q_2$ et celui de $Q_3$.

La base de $Q_3$ est découplée vers la masse par $C_5$ de 5 µF.

A noter la rétroaction par $C_6$ entre le collecteur de $Q_3$ (sortie de ce transistor) et la base de $Q_1$ (entrée de ce transistor).

Ce gyrateur a un commun constitué par la ligne de masse et celle positive de 18 V.

Le transistor $Q_1$ sert de préamplificateur tandis que $Q_2$ et $Q_3$ permettent la rétroaction qui, compte tenu du montage de chaque transistor (un inverseur et deux non inverseurs) est une contre-réaction par la boucle CR.

Les impédances sont : $Z_{11}$ = 0,685 Ω, $Z_{12} = -Z_{21}$ = 118 Ω, $Z_{22}$ = 2,2 Ω.

Etant donné que $Z_{11}$ et $Z_{22}$ sont faibles, donc proches de zéro, on a approximativement, $R_g = 118 = Z_{12} = -Z_{21}$, comme il a été dit plus haut. Théoriquement $Z_{11}$ et $Z_{22}$

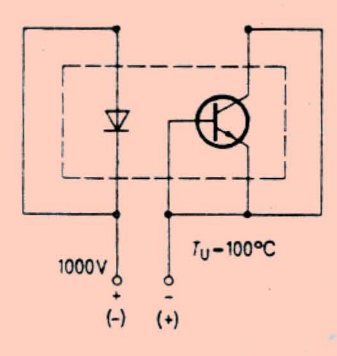



Fig. 13. – Circuit de charge standard pour la recherche de l'effet de champ dans les photocoupleurs. La température de charge est de 100 °C. La diode électroluminescente est polarisée positivement ou négativement par la source haute tension.

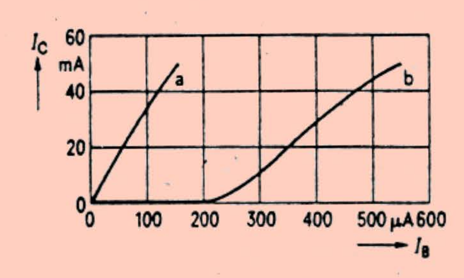
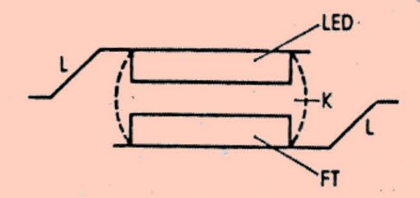



Fig. 14. – Courant collecteur $I_c$ fonction du courant base $I_B$ du phototransistor dans un photocoupleur à effet de champ. La courbe « a » indique la caractéristique avec surcharge, la courbe « b » après surcharge conformément au circuit indiqué figure 13.




L bande conductrice
K milieu de couplage

Fig. 15. – Schéma de construction d'un photocoupleur. La diode électroluminescente (LED) et le phototransistor (FT) sont l'un en face de l'autre à une distance de 0,5 à 1 mm. Le milieu de couplage est une goutte de plastique.

devraient être nuls mais en pratique et dans le présent montage, il n'a pas été nécessaire de les annuler par des résistances négatives.

Dans la gamme des fréquences 100 Hz à 10 kHz, les valeurs de $Z_{12}$, $Z_{21}$, $Z_{11}$ et $Z_{22}$ restent constantes et la réponse est uniforme jusqu'à 480 kHz, valeur de la fréquence charnière comme il est visible sur la figure 12.

Ce montage donne des pertes maximum d'insertion de 60 dB dans le sens isolateur et de 1,15 dB dans le sens transmetteur. Le gyrateur est monté en parallèle sur le circuit filtre et par conséquent l'admittance de transfert de ce dernier est neutralisé, ce qui permet de considérer le gyrateur comme isolateur. Les pertes d'insertion dans la direction d'isolation sont constantes, à 10 % près dans la bande de 2 kHz à 250 kHz.

Le choix des transistors peut améliorer les qualités du gyrateur.

Il est possible de diminuer les impédances d'entrée et de sortie du gyrateur en diminuant les charges comme $R_2$ par exemple et les résistances de polarisation comme $R_1$ et $R_3$ par exemple, mais on aura besoin alors d'une source d'alimentation de tension plus élevée.

Le montage proposé par **Shenoi** est stable à toutes les fréquences jusqu'à 500 kHz lorsque $C_1$ est de 50 nF.

## Photocoupleurs CNY 17 TRIOS

Passons à un sujet totalement différent, les photocoupleurs.

**Siemens** s'est préoccupé de l'influence d'une haute tension entre les deux composants d'un photocoupleur sur leur fonctionnement.

### L'effet de champ

Grâce à un nouveau modèle, le CNY17 TRIOS, cette influence n'existe plus. La stabilité, principal paramètre pris en considération, redevient très bonne.

Voici d'abord à la figure 13 un photocoupleur conventionnel. On sait que les photocoupleurs sont destinés à l'isolation entre le circuit d'entrée, la LED et celui de sortie, le phototransistor.

Dans le cas de la figure 13 il existe une différence de potentiel de 1 000 V par exemple entre la cathode de la LED et la base, reliée à l'émetteur du phototransistor, la température ambiante étant $T_U$ = 100 °C.

Pendant une durée des essais de 1 000 heures, on a constaté qu'il se produisait des effets indésirables :

1° Le courant inverse croît d'une manière irréversible, en particulier lorsque le pôle négatif de la source haute tension est appliqué à la diode électroluminescente.

2° Le gain en courant et par conséquent le facteur de couplage décroissent d'une manière irréversible lorsque la diode électroluminescente est positive par rapport au phototransistor. Comme indiqué à la figure 14, la chute du gain en courant est particulièrement importante pour les faibles courants base.

3° La tension inverse collecteur-émetteur décroît d'une manière irréversible pour une diode électroluminescente polarisée positivement. Une tension alternative sinusoïdale ne provoque aucun des effets cités plus haut. La vitesse de déplacement augmente avec la température et le niveau de la tension entre la diode électroluminescente et le phototransistor. Mais elle est souvent trop grande pour des températures descendant jusqu'à 70 °C et des tensions de 300 V. Il existe même des modèles pour lesquels un déplacement est déjà visible à température ambiante.

Lors des mesures, il faut veiller à ce que les effets aient des influences réciproques. Ainsi par exemple, le déplacement du gain en courant réduit le

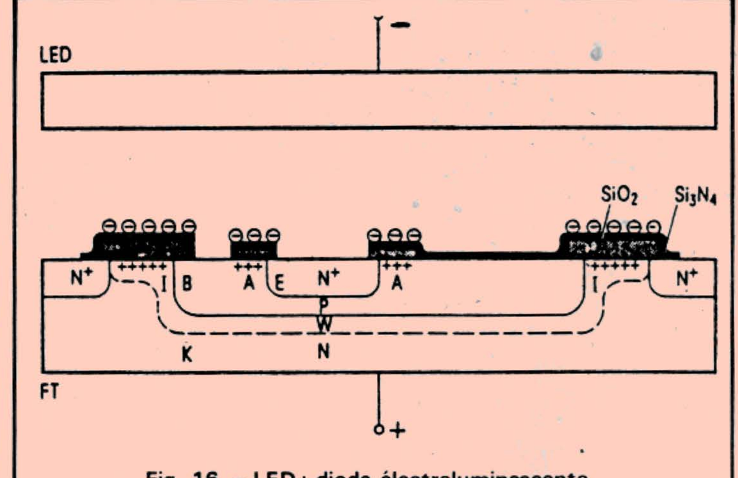



Fig. 16. – LED : diode électroluminescente
FT : phototransistor
E : émetteur
B : base
K : collecteur
W : zone de charge d'espace
A : couche d'enrichissement
I : couche d'inversion
Répartition des charges à la surface et dans le cristal d'un phototransistor NPN, lorsque le transistor du photocoupleur est polarisé positivement par rapport à la diode électroluminescente (indiquée seulement là où elle influe sur le paramètre électrique du transistor).

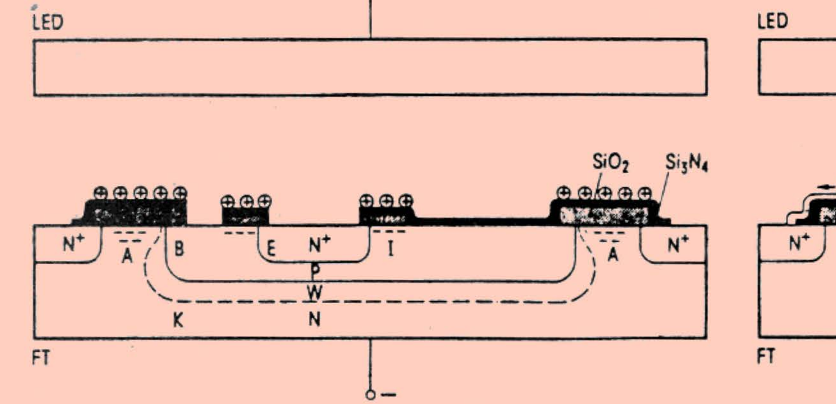



Fig. 17. – Répartition des charges à la surface et dans le cristal d'un phototransistor NPN, lorsque le transistor du photocoupleur est polarisé positivement par rapport à la diode électroluminescente (indiquée seulement là où elle influe sur le paramètre électrique du transistor).

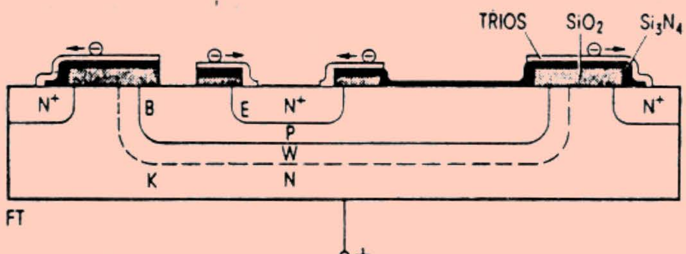



Fig. 18. – Construction schématique d'un phototransistor, équipé d'un écran ionique transparent (TRIOS) pour supprimer l'instabilité des caractéristiques à des tensions et des températures élevées. Les photocoupleurs TRIOS CNY 17 et TRIOS CNY 18 comportent un transistor équipé de tels écrans de protection. La couche de $Si_3N_4$ sert également de couche de passivation optique.

courant inverse collecteur-émetteur $I_{CEO}$.

Quand le gain en courant varie plus lentement que le courant inverse, il peut se produire que le courant inverse passe par un maximum pendant la charge. Une diminution de la tension de claquage collecteur-émetteur $U_{CEO}$ provoque également une montée du courant inverse.

Les phénomènes évoqués sont irréversibles parce que les effets subsistent, même après le débranchement de la haute tension et retour par refroidissement à la température ambiante.

Si les températures sont plus élevées que 100 °C mais sans haute tension, il y a régénération dans la plupart des cas.

### Cause et élimination de l'effet de champ

Voici à la figure 15 le contenu d'un photocoupleur où L = bande conductrice et K = milieu de couplage. On peut voir que la LED et le FT (phototransistor) sont disposés face à face, la distance entre eux étant de 0,5 à 1 mm.

Dans ce produit, le couplage se fait par une goutte de plastique qui conduit le rayonnement de la LED vers le FT, comme des fibres optiques.

Si l'on applique une tension de 1 000 V entre LED et FT, il se crée des champs de 10 000 V/cm et plus dans le FT. Il se produit alors une polarisation. La surface de la LED reste conductrice dans le système MESA et la surface du FT est protégée jusqu'aux contacts avec $Si_3N_4$ et $SiO_2$, les couches conductrices se chargent positivement, ou négativement suivant le sens du champ. Mais les charges de surface produisent, lorsqu'elles dépassent une certaine hauteur dans le cristal semi-conducteur situé en dessous, suivant le signe de la charge et le type de dopage du semi-conducteur, une zone d'enrichissement ou d'appauvrissement ou une couche d'inversion. La hauteur à partir de laquelle cela se produit dépend entre autres de l'épaisseur de la couche isolante, du nombre de charge qu'elle contient et du dopage du semi-conducteur situé en dessous.

La figure 16 décrit cet état spécial lorsque le transistor est à un potentiel positif par rapport à la LED. Les charges négatives sur l'oxyde produisent une couche d'inversion dans la zone N du collecteur pendant que se forme dans la zone P une couche d'enrichissement qui conduit à un rétrécissement de la zone de charge d'espace dans l'émetteur.

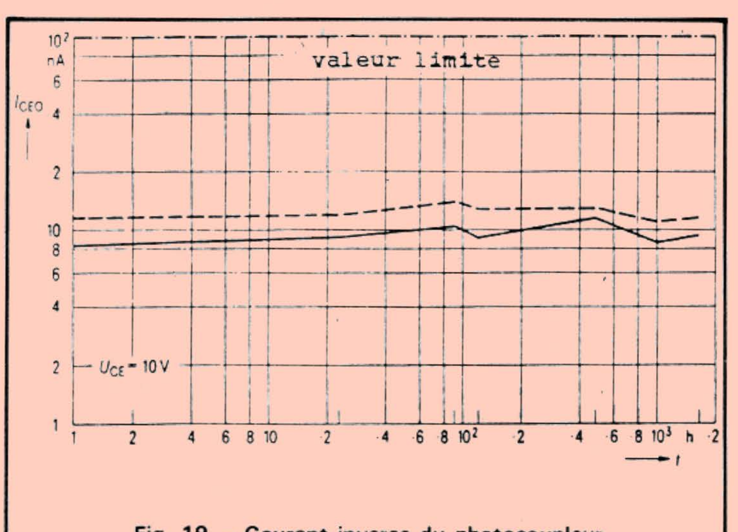



Fig. 19. – Courant inverse du photocoupleur CNY17 TRIOS en fonction du temps de charge. La courbe en pointillé représente les valeurs de mesure d'un échantillon typique.

Ce dernier demeure pratiquement sans effet sur les propriétés électriques du transistor. Par contre, la couche d'inversion dans le collecteur provoque une montée du courant inverse de la diode collecteur-base qui, multiplié par le facteur de gain en courant, fait croître $I_{CEO}$.

Si le transistor est polarisé négativement comme sur la figure 17, on obtient une couche d'enrichissement dans la zone N du collecteur, qui conduit à un rétrécissement de la zone de charge d'espace de la diode collecteur-base et donc à une diminution de $U_{CBO}$ par voie de conséquence de $U_{CEO}$. Il s'en suit un courant inverse plus grand. Dans la zone P, à la jonction PN émetteur-base, se forme une couche d'inversion qui attire vers elle entre base et émetteur des courants de fuite élevés, ce qui se traduit par une diminution de $\beta$.

Etant donné que la surface de la base est environ $10^3$ fois plus dopée que celle du collecteur, et qu'il faut par conséquent davantage de charges pour créer une couche d'inversion, cet effet n'apparaît qu'après des temps de charge bien plus longs que la montée de $I_{CEO}$.

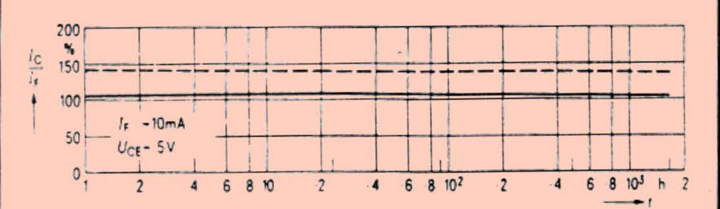



**Fig. 20. – Facteur de couplage $I_C/I_F$ du photocoupleur CNY17 TRIOS en fonction du temps de charge suivant le circuit de la figure 13. La courbe en trait plein indique la moyenne des valeurs mesurées. La courbe en pointillé représente les valeurs de mesure d'un échantillon typique.**

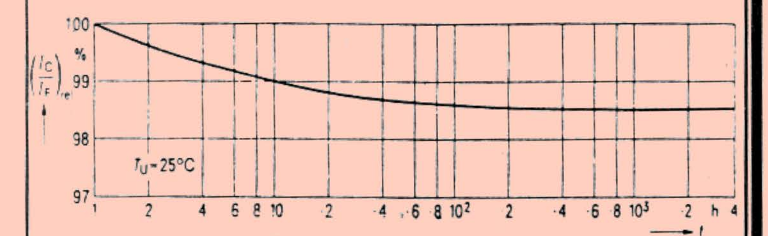



**Fig. 21. – Variation du facteur de couplage $I_C/I_F$ due au vieillissement de la diode électroluminescente pour un courant $I_F$ = 10 mA.**

Les effets décrits qui portent préjudice peuvent être évités grâce à un écran ionique transparent faiblement conducteur (TRIOS) déposé sur les surfaces en danger. Cet écran évite que les surfaces se chargent d'ions et que le champ électrique pénètre dans le cristal semi-conducteur.

A la figure 18, on montre comment est construit un transistor de ce genre. A la longueur d'onde du signal de la LED, sa transmission est excellente, donc un facteur de couplage élevé.

### Mesures sur photocoupleurs TRIOS

Aux figures 19 et 20, on donne des résultats de mesures effectuées sur des photocoupleurs type CNY17 TRIOS prélevés directement en sortie de fabrication. Comme l'indique le mot TRIOS, le phototransistor de ce photocoupleur est équipé d'un écran de protection qui supprime l'effet de champ.

Les courbes montrent que, à l'intérieur de la précision de mesure – qui fut ici limitée par l'instabilité de la température ambiante – aucun déplacement systématique du courant inverse ou du facteur de couplage n'est décelable.

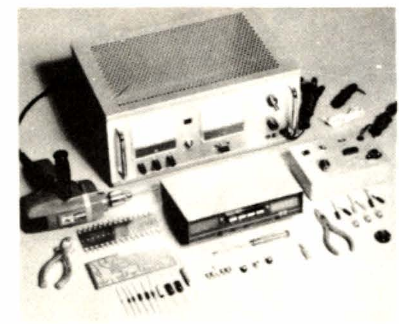
Les courbes montrent que les valeurs de mesures individuelles effectuées sur un photocoupleur typique (en pointillé) sont tout aussi constantes que la valeur moyenne des mesures faites sur de nombreux échantillons (en trait plein).

Les mesures de la tension de claquage collecteur-émetteur $U_{CEO}$ fonction du temps de charge, des valeurs supérieures à 75 V. Une représentation graphique de ces caractéristiques n'est pas possible, car l'appareil de mesure automatique utilisé n'enregistre que la valeur limite.

Le photocoupleur CNY18 est aussi conçu maintenant avec un écran de protection TRIOS. Ce qui a été dit pour le CNY17 TRIOS au sujet du courant inverse, du facteur de couplage et de la tension de claquage est valable pour le CNY18 TRIOS. La figure 21 indique la variation du facteur de couplage $I_C/I_E$ lorsque le courant circule à travers la LED, en fonction du temps. Cette variation est due au vieillissement de la diode électroluminescente.

F. JUSTER







**Électronique**
Le nombre des emplois offerts par l'électronique ne cesse de croître. Dans les domaines les plus variés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, télévision noir et blanc, télévision couleur (le manque de techniciens dépanneurs est très important), transistors, mesure électronique. En apprenant l'électronique, vous choisissez un bon métier. Vous pourrez vous y faire une situation intéressante.

**A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.**

**Électronique industrielle**
Chaque jour, l'électronique conquiert de nouveaux secteurs de l'industrie. Elle ouvre au technicien spécialisé un champ d'activité de plus en plus vaste : régulation, contrôles automatiques, asservissements. Les emplois, qui demandent de plus en plus de responsabilités, sont bien rémunérés. En devenant ce spécialiste, vous vous bâtissez un avenir solide.

**A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.**

**Électrotechnique**
Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent à l'électrotechnicien un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micro-moteurs, électricité automobile, électroménager, etc. En acquérant une spécialisation d'électrotechnicien, vous pouvez prétendre à une belle réussite professionnelle.

**A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.**

**VOUS POUVEZ AUSSI VOUS PRESENTER AUX CENTRES REGIONAUX OU LE MEILLEUR ACCUEIL VOUS SERA RESERVE**

**21000 DIJON** (siège social)
Rue Fernand Holweck
tél. 66.51.34

**75011 PARIS**
116, rue J.P. Timbaud
tél. 355.28.30/31

**13007 MARSEILLE**
104, bd de la Corderie
tél. 54.38.07

**68000 MULHOUSE**
10, rue du Couvent
tél. 45.10.04



eurelec
institut privé
d'enseignement
à distance

AFFRANCHIR
TARIF
LETTRE




eurelec
institut privé
d'enseignement
à distance
**21000 DIJON - FRANCE**

# PROBLEMES DE RESTITUTION PHONOGRAPHIQUE

## ■ L'ERREUR DE PISTE ET LA GEOMETRIE DU BRAS DE LECTURE

## I - IDEES DIRECTRICES

**IL a déjà beaucoup été dit à propos des problèmes géométriques posés par la lecture des disques phonographiques ; mais il n'est sans doute pas inintéressant d'y revenir parfois ; tout autant pour raviver le souvenir de travaux et de résultats, qui tendent à s'estomper dans un passé pas tellement lointain, que pour reconsidérer certaines questions, dont les solutions paraissent acquises, et qui ont cependant évolué au cours des dernières années.**

### Considérations sur l'erreur de piste

Chacun sait que pendant un enregistrement phonographique, le burin, aux arêtes tranchantes, de la tête de gravure (entraîné par un mécanisme assez semblable à celui d'un tour de précision) se déplace selon un rayon du disque. L'idéal serait qu'à la reproduction, la pointe de lecture puisse explorer les moindres ondulations du sillon (elle ne le pourra jamais complétement ; puisque, pour d'évidentes raisons mécaniques, son rayon de courbure, dans la zone de contact, sera nécessairement supérieur à celui du burin) et qu'elle se déplace, aussi, selon un rayon du disque. Cela peut se faire, s'est fait très correctement autrefois, au temps des 78 tr/mn (en particulier, avec une célèbre machine de lecture de la B.B.C.), et excite toujours l'imagination d'ingénieux inventeurs, mécaniciens et experts en servo-mécanismes ; parmi lesquels peuvent être cités en fort bonne compagnie : Rabinovitch (auteur du fameux bras RABCO), Pierre Clément (qui fut notre grand spécialiste national, des phonolecteurs et des tables de lecture) Scientelec, Pioneer (avec un moteur linéaire) Revox, Sony, Technics (solution très ingénieuse pouvant lire un disque en toutes positions), Goldmund... ; et sans doute bien d'autres. Les brevets sont particulièrement nombreux en ce secteur, toujours légèrement marginal ; car les solutions proposées, quelle que soit leur perfection, impliquent toujours des mécanismes compliqués, coûteux et délicats, dont le bénéfice n'a jamais paru assez évident pour accéder à la grande diffusion (bien qu'il nous souvienne que Ducretet-Thomson en eût conçu le projet, aux premières années du microsillon).

Quoi qu'il en soit, et quelle que soit la perfection théorique du bras de lecture radial (certains le qualifient de « tangentiel »), dès le début – au temps du « Gramophone » de Berliner et d'Eldridge Johnson – il y eut des bras pivotants, ancêtres des réalisations actuelles, dont la pointe de lecture explorait la surface du disque, en y décrivant un arc de cercle. Solution simple, susceptible de grands raffinements mécaniques (nombre de bras actuels, fort estimés des mélomanes, en sont une preuve suffisante), d'une exemplaire souplesse d'adaptation à tous niveaux de qualité et qui, même en son imperfection, demeure suffisamment acceptable (ses défauts propres étant difficiles à déceler, sous le masque d'autres imperfections plus importantes et généralement inévitables – bien qu'il existe des techniques pour les diminuer).

### Introduction des erreurs de piste

Cela dit, puisque le sillon d'un disque est assimilable à un ensemble de cercles concentriques, qu'un arc de cercle ne peut tous couper orthogonalement (ou même, isogonalement), il en résulte que l'axe du phonolecteur ne demeure pas tangent à la spire explorée, et que la pointe lectrice (supposée se mouvoir perpendiculairement à cet axe) est contrainte de se déplacer selon une direction s'écartant légèrement du rayon aboutissant à son point de contact, mettant ainsi en évidence un défaut (fig. 1), connu sous le nom « d'erreur de piste latérale » (nous en préciserons la définition), dont il semble que nul ne se soit inquiété avant les années 30. Curieusement, cette erreur de piste latérale n'attira pas l'attention comme source de distorsion, mais pour l'influence néfaste (supposée) qu'elle pouvait avoir sur l'usure des disques. C'était l'époque,

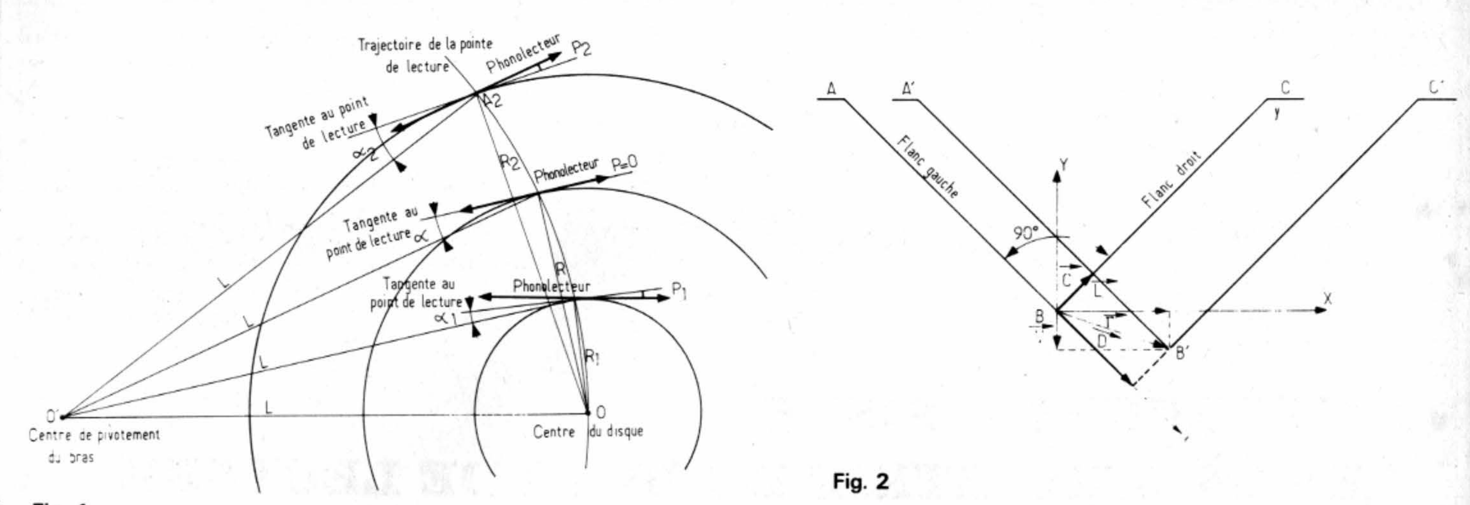



Fig. 1

Fig. 2

**Fig. 1. – Mise en évidence de l'erreur de piste latérale, c'est-à-dire de l'angle aigu, formé par la tangente à la spire lue, au point où elle est touchée par la pointe, et l'axe du phonolecteur (ou, mieux le plan de symétrie vertical du levier porte-pointe). Le cas de la figure choisi correspond à un usage courant, à l'époque des gramophones à aiguilles d'acier : la trajectoire de la pointe passe par le centre du disque et, si $R_1$ et $R_2$ sont les rayons maximal et minimal du sillon, on avait approximativement $R_2 / R_1 = 3$. Il est visible (il ne peut, géométriquement, en être autrement) que l'angle aigu $\alpha$ entre la tangente à la spire et la direction du bras OA (la seule qui importe) croît, depuis le centre jusqu'à la périphérie. Si l'on cale le phonolecteur pour annuler p sur une spire moyenne, l'erreur de piste varie continûment de $A_1$ à $A_2$ (l'axe du phonolecteur tournant en sens inverse des aiguilles d'une montre, par rapport au disque, du centre à la périphérie, il en était de même de l'aiguille usée ; d'où la crainte d'endommager la gravure, formulée au début vers 1930).**

**Fig. 2. – Coupe d'un sillon (appartenant à une gravure stéréophonique) par un plan perpendiculaire à la surface du disque, selon un rayon. Vu de l'avant du phonolecteur, selon les conventions RIAA de 1957, le canal droit est porté par le flanc BC à droite, et le canal gauche par le flanc AB. Le tracé ABC correspond au sillon non modulé qui, sous l'effet de la gravure vient en A'B'C', mettant en évidence le vecteur gravure $\vec{\Gamma}$, ainsi que ses composantes droite $\vec{D}$ et gauche $\vec{G}$ ( $\vec{\Gamma} = \vec{D} + \vec{G}$), qui peut aussi se décomposer selon les axes BX (horizontal) et BY (vertical), révélant une composante latérale $\vec{L}$ et d'une composante verticale $\vec{V}$ de la gravure ( $\Gamma = \vec{L} + \vec{V}$). Avec les directions habituellement adoptées pour les axes (Bx, By) et (BX, BY), il apparaît que $L = (D + G)\sqrt{2}/2$ et $V = (G - D)\sqrt{2}/2$ (L, V, D, G, désignent cette fois les mesures algébriques des vecteurs). Si G = D on a V = 0 ; il ne subsiste qu'une gravure latérale. Selon la convention du RIAA du 7 novembre 1957 (B.B. Bauer), cela doit correspondre à une source sonore rigoureusement centrale, produisant des tensions microphoniques égales et en concordance de phase sur les deux canaux. La gravure sera purement verticale si $D = -\vec{G}$ : cas très rare, pour des prises de son avec une paire de microphones rapprochés. La convention de 1957 fut adoptée pour la compatibilité des disques stéréophoniques, dont un lecteur mono pourrait extraire la composante latérale, toujours prédominante.**

des pointes lectrices en acier doux, que la matière abrasive du disque adaptait rapidement au profil du sillon, et l'on craignait que les bords aiguisés des méplats ainsi engendrés, modifiant leur orientation, par rapport aux flancs du sillon, n'en détériorent rapidement la gravure (les forces d'appui des lecteurs, mécaniques ou électriques, atteignaient largement, alors, 100 à 150 g ; pardon 1 à 1,5 N) et des constructeurs proposèrent, en Europe (Thorens s'y illustra) comme en Amérique, des bras dont la tête (commandée par engrenages ou par leviers) tournait de l'angle correcteur désiré (l'idée demeure vivace : « Film et Radio », avec son ingénieux bras « Sonolux », obtint quelque succès en 1952 et, il y a peu d'années, le grand constructeur anglais, « Garrard », devait y revenir avec son « Zéro 100 »).

Ce n'est qu'en 1937, que la véritable fonction génératrice de distorsion, de l'erreur de piste latérale, fut mise en lumière par Benjamin Olney (« Phonograph Pick-up Tracking Error versus Distortion and Record Wear », dans la revue « Electronics », novembre 1937), qui en comprit bien le mécanisme, sans parvenir à chiffrer son importance (jugeant empiriquement, à partir de tracés à grande échelle, il pensait pouvoir négliger ce phénomène secondaire). Ce point de vue fut pratiquement confirmé par H.G. Baerwald, qui réussit, en 1941, à évaluer la distorsion d'erreur de piste (« Analytical Treatment of Tracking Error » dans « The Journal of Motion Picture Engineers »), tout en formulant quelques idées sur la conception des bras de lecture, afin d'en minimiser les effets. Ce problème fut entièrement traité (distorsion, forme, conception et positionnement du bras) par Benjamin B. Bauer, dans « Electronics » (« Tracking Angle in Phonograph Pick-up », en 1945 ; « Pick-up Placement », en 1949) ; mais il convient aussi de signaler que Percy Wilson, en Angleterre, était arrivé pratiquement aux mêmes conclusions, et à la même époque. La géométrie du bras de lecture avait trouvé ses normes (qu'il restait peut-être à raffiner), quant à l'erreur de piste latérale.

La question devait rebondir en 1962, toujours sous l'impulsion de B.B. Bauer, par la prise de conscience d'une erreur de piste « verticale », affectant la fidélité de restitution des disques stéréophoniques ; car la gravure normalisée, dite « 45-45 », consacrant chaque flanc du sillon à l'un des canaux du message stéréophonique, revient à combiner (fig. 2) une gravure latérale et une gravure verticale (d'ailleurs, les célèbres phonolecteurs stéréophoniques de DECCA opèrent toujours, en lisant séparément les composantes latérale et verticale, pour en extraire les informations propres aux deux canaux). Cette erreur de piste « verticale » (perceptible qu'aux très forts niveaux de gravure) a même mécanisme que la précédente (fig. 3) ; mais sa correction intéresse davantage les éditeurs de disques et les constructeurs de phonolecteurs (fig. 4) que la géométrie du bras (en dehors de sa hauteur au-dessus du plateau). La sollution a consisté dans une normalisation de l'angle de lecture vertical, que les constructeurs de phonolecteurs s'engagent à respecter, et qui est observé, quand la face plane supérieure du phonolecteur est parallèle au disque, en fonc-

tionnement normal. La question se complique du fait qu'il est très difficile de définir, avec précision, l'angle vertical de gravure (donc de lecture), en raison de déformations semi-élastiques, après cessation des contraintes mécaniques imposées par le burin au flanc d'acétate, pendant la gravure originale (l'effet, figure 5, dit de « springback »). Conséquence pratique, chaque constructeur adopte l'angle correcteur vertical, qui lui semble convenir le mieux aux produits qu'il fabrique (Ortofon annonce souvent 20°, alors que Shure arrive à 25°, pour son modèle « V-15-IV », dans la plupart des cas, il n'en est plus officiellement question). Il est vrai de dire que la mise en évidence des distorsions d'erreur de piste verticale est particulièrement délicate, malgré l'existence de disques-tests (CBS STR 160, en particulier) spécialement adaptés et, qu'additivement, elles ne paraissent pas trop gêner les auditeurs, même perfectionnistes. Après avoir fait beaucoup de bruit, dans la presse technique, au cours des années 60, on n'en parle plus guère aujourd'hui ; ce qui ne justifie pas de la négliger pour autant.

En fait, les problèmes théoriques que posent les imperfections de lecture, qu'elles soient dues à la forme et aux dimensions de la pointe (distorsions de contact), ou aux erreurs de piste, sont extrêmement difficiles à traiter avec précision pour les disques stéréophoniques (d'autant qu'elles interfèrent les unes avec les autres). Aux USA, avec l'aide d'ordinateurs, Corrington, Woodward, Murakami, Duane Cooper, ont réussi à préciser quelques points, sans modification sensible du comportement des constructeurs et des usagers et, quoi qu'il puisse en être, on admet toujours qu'un bras de lecture doit être géométriquement conditionné pour minimiser l'influence de l'erreur de piste latérale, puisque la composante latérale de la gravure (avec les règles admises, en 1957) est de loin la plus importante, pour un disque stéréophonique normal, transmettant un message musical.

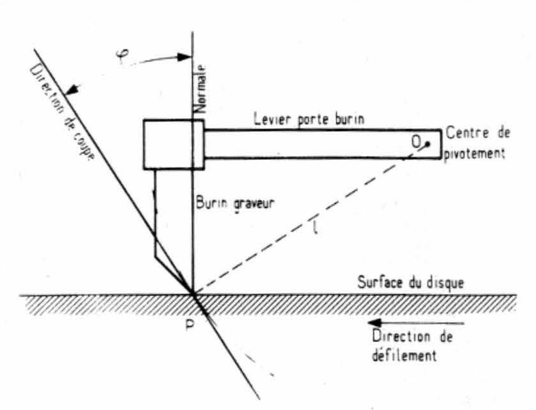



Fig. 3

Fig. m3. – Origine de l'erreur de piste verticale, résultant de la généralisation des graveurs « Westrex », imposée par les Américains à l'industrie phonographique mondiale (les graveurs Teldec ou Ortofon n'auraient pas eu autant cet inconvénient). Le centre de pivotement du levier porte-burin étant nécessairement très au-dessus de la surface du disque, la direction de coupe (assimilée à la tangente au cercle de rayon OP) fait un angle notable φ avec la normale à la surface gravée. Il existe donc une déviation, imposée dès la gravure, à sa composante verticale.

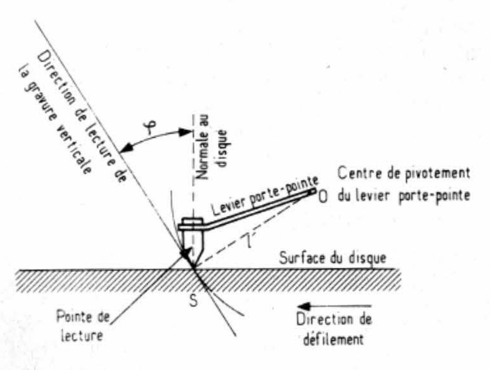



Fig. 4

Fig. 4. – La solution adoptée par les fabricants de phonolecteurs est de faire en sorte que la direction de lecture (toujours assimilée à la tangente en S, au cercle de rayon OS) fasse également l'angle φ avec la normale au disque (laquelle doit se confondre avec l'axe de la pointe lectrice).

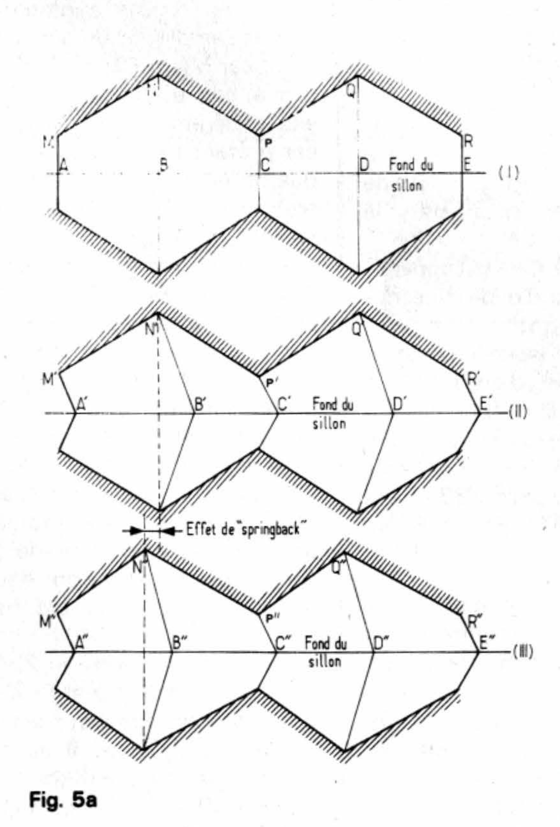



Fig. 5a

Fig. 5. – Aspect d'une gravure à composante uniquement verticale (D = – G, fig. 2), d'un signal déplaçant le burin à la même vélocité constante (au sens près), à la descente comme à la remontée (lu par un transducteur de vélocité – phonolecteur magnétique par exemple – cela donnerait, en tension, un signal carré). En (I) gravure sans déviation verticale, en (II) avec déviation verticale non nulle (φ = 0), faisant apparaître la modulation de fréquence caractéristique (la partie A'B', correspondant à l'enfoncement, est allongée ; et l'autre B'C' raccourcie). En (III), influence de l'effet « springback ». Lors de son enfoncement le burin (selon A'B') comprime devant lui la matière qu'il grave, en même temps qu'il en détache un copeau. Lorsque diminue la contrainte, la matière comprimée, possédant une légère élasticité résiduelle, se détend : la gravure prend, selon B.B. Bauer, l'allure d'un « sarcophage », tout en modifiant de façon variable (cela dépend de l'amplitude) et pratiquement imprévisible, l'angle vertical de gravure, donc la déviation à corriger. Cela justifie que les normalisations intervenues hâtivement en ce domaine soient fluctuantes. Débutant avec φ = 15°, on passa successivement à 18°, 20°, 23° (en raison du « springback »). Actuellement, on est assez discret sur ce point ; d'autant que si l'erreur de piste verticale à la lecture n'est pas trop forte (elle peut prendre des valeurs notables avec un changeur automatique), elle n'entraîne pas de distorsions spécialement gênantes.

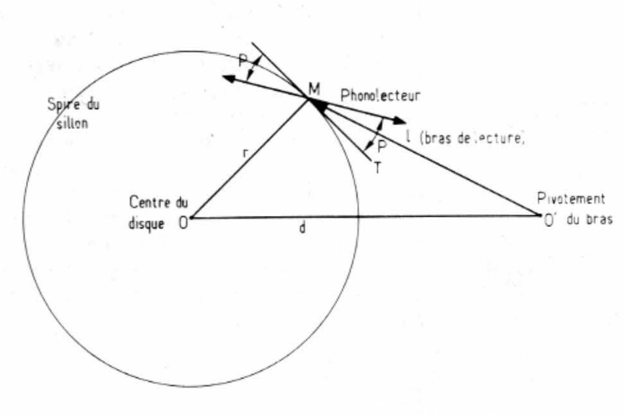



Fig. 6

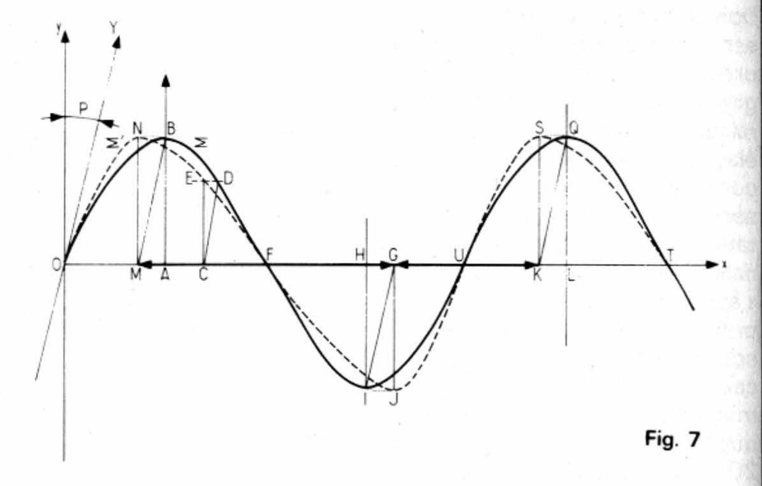



Fig. 7

**Fig. 6. – Représentation, sans souci de vraisemblance, des éléments intervenant pour l'étude de l'erreur de piste latérale p : angle aigu formé par la tangente à la spire lue (au point où elle est touchée par l'extrémité de la pointe de lecture) et par le plan de symétrie vertical du levier porte-pointe (définition plus correcte que celle faisant mention du plan de symétrie du phonolecteur ; car il est des cas – une célèbre réalisation de Clément par exemple – où seul le porte-pointe est dévié). Bien que p n'intervienne que par sa valeur absolue, il sera utile de l'orienter, pour mieux expliciter les calculs de structure du bras.**

**Fig. 7. – Mise en évidence graphique de la distorsion d'une onde sinusoïdale, par l'erreur de piste (latérale ou verticale).**

## Mécanisme de l'erreur de piste latérale

Selon l'usage nous appellerons erreur de piste latérale (fig. 6), l'angle aigu p (évalué en radian), formé par le plan de symétrie vertical du levier porte pointe (souvent confondu avec celui du phonolecteur ; mais il est des exceptions), avec la tangente au sillon non modulé à l'extrémité de la pointe de lecture. Une spire du sillon sera assimilée à un cercle et, mieux encore, la région voisine du point de lecture sera considérée comme un segment de droite (les dimensions de la gravure étant négligeables, par rapport au rayon de la spire). Il apparaît immédiatement que l'angle p, dont seule importe la valeur absolue (pour d'évidentes raisons de symétrie) se retrouve, entre la normale au sillon non modulé et la direction du déplacement de la pointe (également confondu, avec un segment de droite).

Cela dit, un signal sinusoïdal d'amplitude a et fréquence F, gravé sur la spire de rayon R, d'un disque tournant à la vitesse angulaire uniforme de N tours/minute, s'y inscrit selon une sinusoïde, dont l'équation, avec les axes orthonormés de la figure 7 ($\overrightarrow{Ox}$ et $\overrightarrow{Oy}$ étant respectivement orientés suivant la direction de défilement et la normale au sillon).

$$y = a \sin\left(\frac{2\,\pi\,F\,x}{V}\right)$$

$$= a \sin\left(\frac{60\ F\ x}{R.N}\right)$$

En effet, l'équation temporelle de la sinusoïde est $y = a \sin 2\,\pi F\,t$ ; si V est la vitesse de défilement du sillon sous la pointe, $x = V\,.\,t$ et $V = (\pi RN)/30$. Cela fait apparaître la longueur d'onde d'inscription du signal : $\lambda = V/F = \pi RN/30\ F$, laquelle de toute évidence est d'autant plus courte que la fréquence est plus élevée, le rayon de la spire et la vitesse angulaire petits (pour un microsillon 33 tr/mn la valeur minimale de R est environ 6 cm).

**Premier aspect de l'erreur de piste** : Avec la figure 7 et si nous supposons que la pointe lectrice se déplace parallèlement à $\overrightarrow{OY}$ faisant avec $\overrightarrow{Oy}$ l'angle p d'erreur de piste (ici 15°, donc très supérieur à toute espèce de réalité), on voit que lorsque la pointe est en C sur l'axe du sillon, elle vient toucher en D la sinusoïde $\Sigma$ et se comporte comme si elle avait atteint le point E (tel que CE = CD) sur une trajectoire fictive $\Sigma'$ sans erreur de piste, qu'il est aisé de tracer point par point. C'est ainsi que la période de sinusoïde (BFIUQ) est restituée suivant la trajectoire (NFJUS), déformée de deux manières par l'erreur de piste.

1° Très légère augmentation de l'amplitude du déplacement car $MN = BM = AB/\cos p = a/\cos p$. Ce phénomène est entièrement négligeable ; car p étant toujours, en pratique, inférieur à 5°, cos p est trop voisin de 1, pour qu'il vaille d'en tenir compte.

2° Distorsion temporelle : la 1/2 période BFI pour laquelle la pointe se serait déplacée de AH si p = 0, correspond en réalité à MG, elle est donc allongée ; alors que la 1/2 période IUQ n'exige que de transférer la pointe de G à K, elle est donc raccourcie. C'est ainsi que les deux moitiés d'une période de sinusoïde $\Sigma$ sont reproduites selon deux durées inégales, qu'il est aisé d'évaluer.

Pour $MG = AH + 2AM = \lambda/2 + 2\ a\ t/g\ p = \lambda/2 + 2\ ap$ (confondre tg p et p est ici parfaitement justifié), il faut un temps $t_1 = 1/2\ F + (2ap)/V = 1/2F + 60\ ap/\pi RN$ ; alors que GK ne prendra que le temps $t_2 = 1/2F - 60\ ap/\pi RN$.

Ce phénomène est très courant, lorsqu'on étudie la théorie des distorsions de lecture phonographique : les deux moitiés d'un signal sinusoïdal sont reproduites comme si elles appartenaient à deux sons de fréquence différentes. Il y a donc modulation de fréquence et puisque les fréquences porteuse et modulante sont égales, l'harmonique 2 dominera dans l'analyse de la distorsion. Pour le moment on peut définir un « indice » P d'erreur de piste, caractérisant la déformation imposée à $\Sigma'$, (rapport entre les durées des restitutions des deux demi-périodes) :

$$P = \frac{1/2\ F + 60\ ap/\pi RN}{1/2F - 60\ ap/\pi RN}$$

$$= \frac{1 + (120\ aF/\pi N)\,.\,(p/R)}{1 - (120\ aF/\pi N)\,.\,(p/R)}$$

Si p = 0, P = 1, donc absence de distorsion ; par contre si p ≠ 0, il est prévisible que la distorsion sera d'autant plus grande que P sera élevé. Si a, F, N sont imposés par le signal à graver, il apparaît que P est fonction croissante de p/R. D'où l'idée intuitive, déjà formulée par Benjamin Olney, que la distorsion décelée sera d'autant plus faible que p/R le sera aussi et que l'idéal d'un bras de lecture sera de minimiser p/R sur l'arc de cercle exploré par la pointe de lecture. Sans entrer plus avant dans le calcul, on trouve dans les pires conditions, qu'il est bien

improbable que P dépasse jamais 1,2 et que si les indices similaires, attachés à d'autres distorsions (celle de contact en particulier) sont nettement supérieurs, on pourra négliger l'erreur de piste (à condition d'avoir pris toutes précautions pour minimiser p/R), et telle fut, en 1937, la conclusion de B. Olney.

**Deuxième aspect de l'erreur de piste** : Le taux d'harmonique 2 engendré par l'erreur de piste, tel qu'il fut évalué par Baerwald, en 1941, est donné par la formule suivante (que nous justifierons, plus tard) exprimant avec une bonne approximation, le rapport des amplitudes de l'harmonique à celle du fondamental :

$H_{2p} = (30\ a.F.p.)/N.R$

ou $H_{2p} = (30\ V_g.p)/2\pi N.R$

$V_g = 2\pi a.F$ est la valeur maximale de la vélocité de gravure, familière aux techniciens de l'enregistrement phonographique.

Puisque la majorité des phonolecteurs actuels sont des transducteurs de vélocité (tension de sortie proportionnelle à la vélocité instantanée de la pointe lectrice) il est préférable de traduire en terme de rapport de vélocités le résultat précédent (qui s'en trouve doublé pour l'harmonique 2) :

$H'_{2p} = (60\ a.F.p.)/N.R = (30\ V_g.p)/\pi.N.R.$

Toujours exprimés en vélocité, les taux de distorsion des harmoniques supérieurs sont inférieurs à 10 % de la valeur précédente, et il est donc justifié de les négliger.

Le résultat obtenu par $H'_{2p}$ peut encore être raffiné, en tenant compte de la caractéristique de gravure RIAA (CEI3), corrigée par tout préamplificateur. En gros, afin de simplifier la formulation, il s'agit d'une atténuation très voisine de 4 dB par octave, sur l'ensemble des fréquences audibles, qui va donc légèrement réduire les tensions perturbatrices des harmoniques 2. Sans détailler le calcul, on obtient une dernière valeur, plus proche de la vérité :

$H''_{2p} = 10^{-4/20}$

$H'_{2p} = 10^{-4/20}\ (30\ V_g.p)/\pi NR$

ou

$H''_{2p} = 0{,}631 \times 30\ V_g.p/\pi NR = 6{,}026\ V_g/N.p/R$

Il peut être commode d'écrire cette formule en y exprimant p par sa mesure en degré, soit $p' = (180\ p)/\pi$, et l'on obtient alors :

$H''_{2p} = 0{,}105\ (V_g/N)\ (p'/R)$

Et même, comme il n'existe, commercialement, que 33,1/3 et 45 pour valeurs de N, pousser plus avant la réduction avec :

– Pour les disques 33,1/3 tr/mn :

$H''_{2p(33)} = 0{,}00316\ (V_g p')/R$

– Pour les disques 45 tr/mn :

$H''_{2p(45)} = 0{,}00234\ (V_g\ p')/R.$

Augmenter la vitesse angulaire est légèrement avantageux et les microsillons de luxe, gravés à 45 tr/mn, se justifient encore sur ce point.

Le grand résultat important de tout ce qui précède est que la principale distorsion par harmonique 2, due à l'erreur de piste est proportionnelle à p/R (ou p'/R), et non pas seulement à p (ou p') ; ce qui simplifiera dans une certaine mesure l'optimisation géométrique des bras, puisqu'on pourra se permettre des erreurs 2,5 fois plus grandes à la périphérie du disque de 30 cm que sur la spire intérieure, où le problème va encore se compliquer (avec des divergences entre concepteurs) car il est assez fréquent que l'on y rencontre d'importantes vitesses de gravure (accords terminaux à grand effet d'une œuvre orchestrale, instrumentale ou vocale). Il n'y a cependant pas lieu de trop prendre les choses au tragique, car il est très rare que $V_g$ atteigne 20 cm/s, dans la zone importante entre 1 et 4 kHz, où la distorsion $H''_{2p(33)}$ ne dépasse pas 1 %, alors que celle de contact est bien 10 fois supérieure, pour le moins. A 10 cm/s, valeur maximale plus réaliste pour $V_g$, $H''_{2p(33)}$ sera 0,5 % et encore négligeable devant la distorsion de contact. Cela n'empêche que des vitesses de gravure délirantes, et parfaitement illisibles, sous l'angle fidélité (30 à 40 cm/s à 10 kHz) ont été notées aux « Laboratoires Shure », pour quelques disques commerciaux. Toutes les distorsions prennent alors des taux considérables (40 % pour celles de contact selon Cooper) ; mais il faut compter avec l'infinie complaisance de l'oreille qui, d'une part ne percevra pas les harmoniques (harmonique 3 pour la distorsion latérale de contact) et qui s'estimera satisfaite, si la zone délicate, entre 1 et 4 kHz, passe correctement.

Autre considération à ne jamais perdre de vue : nous avons et c'était justice raffiné sur des fractions de degré pour p' ; alors que nous verrons que les causes abondent d'erreurs supplémentaires, généralement non détectées de 2 à 3° ! Peut-être est-ce la raison pour laquelle les constructeurs de bras ne donnent plus tellement de renseignements géométriques sur leurs productions. Ils se contentent habituellement d'assurer qu'il s'agit d'un « bras à faible distorsion », ou autre formule analogue. A croire que l'erreur de piste, son mécanisme et ses effets, n'intéresse plus personne.

Et cependant, la forme particulière de distorsion, due à l'erreur de piste, est tout particulièrement adaptée à l'intermodulation de fréquences voisines. Duane Cooper, professeur à l'Université d'Urbana, en Illinois, s'illustra tout particulièrement dans cette étude théo-

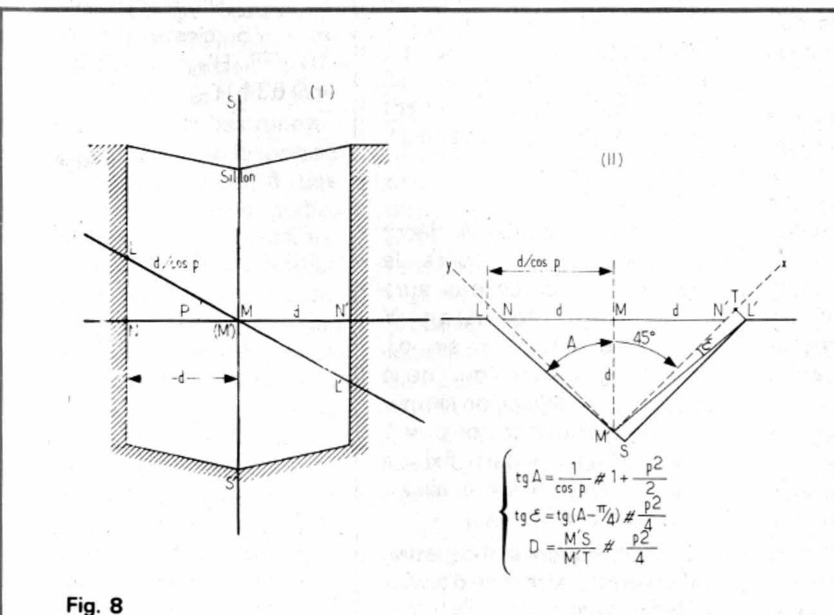



Fig. 8

**Fig. 8. – Influence de l'erreur de piste latérale sur la diaphonie d'un disque stéréophonique. En (I), au lieu de se mouvoir dans le plan orthogonal au disque, selon NN', la pointe lectrice se déplace dans le plan de trace LL'. Puisque Lm est supérieur à d, l'angle LM'L' (en II) est obtus ; alors que les réponses des deux transducteurs du phonolecteur pour les deux canaux, correspondent à des déplacements selon M'x ou M'y. Un calcul aisé montre que la diaphonie supplémentaire redoutée, est négligeable devant celle propre au phonolecteur (comme à la tête de gravure).**

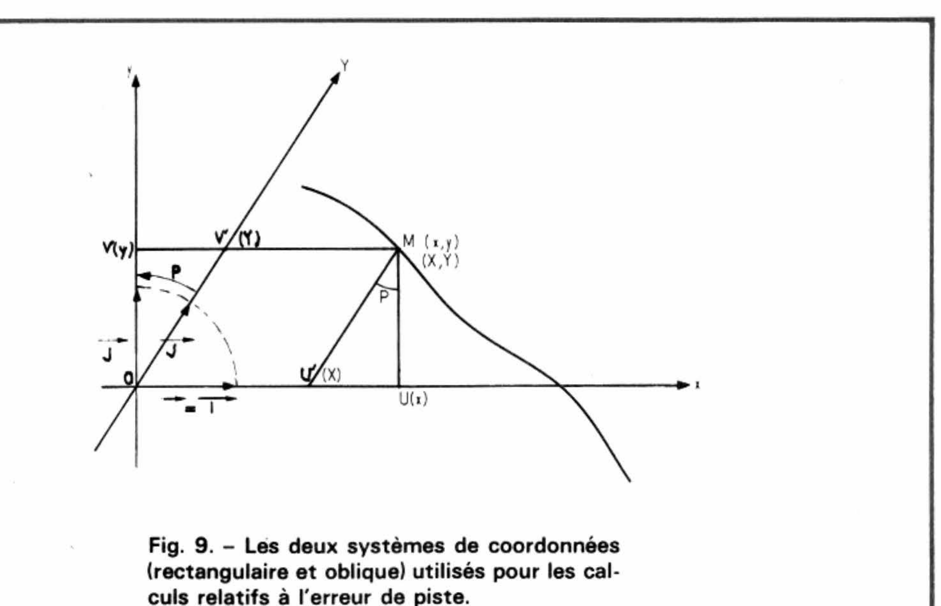



**Fig. 9. – Les deux systèmes de coordonnées (rectangulaire et oblique) utilisés pour les calculs relatifs à l'erreur de piste.**

rique très compliquée (années 60 et début des années 70), dont les résultats furent surtout publiés par les « Transactions on Audio » de l'I.E.E.E. (« Institute of Electrical and Electronics Engineers »). L'intermodulation existe c'est un fait, mais bien difficile – sinon impossible – à séparer de celle de la distorsion de contact, en ce qui concerne la composante latérale de gravure. Par contre, la composante verticale peut en être affectée (en des cas exceptionnels) de façon plus sensible. Est-ce à dire que les travaux de Duane Cooper furent sans effet. Certainement pas ; car, dans une certaine mesure, les nouveaux profils de pointes de lecture, dérivant de la formule proposée, il y a des années, par Shibata, afin d'améliorer les performances des habituelles pointes elliptiques, y trouvent pour une bonne part, leur origine et leur justification. Les progrès obtenus au prix de très grandes difficultés de travail du diamant, ne sont peut-être pas considérables ; mais les négliger serait malséant.

## Erreur de piste latérale et diaphonie

Il en fut beaucoup question au début des années 60. L'attention fut attirée sur le fait que par l'erreur de piste latérale, le plan d'oscillation de la pointe ne coupant plus le sillon suivant deux directions orthogonales (fig. 8), mais selon un angle obtus, il pouvait y avoir augmentation de diaphonie. Un calcul approximatif révèle que cette diaphonie supplémentaire est voisine de $p^2/4$ (p en radian). Même si p pouvait égaler 1/15 radian (près de 4°) elle ne compterait que pour – 60 dB ; alors que les meilleurs phonolecteurs font rarement mieux que – 30 dB de diaphonie propre (plus de 30 fois celle de l'erreur de piste) ; il n'y a vraiment pas lieu de s'en inquiéter. Bien entendu, l'erreur de piste verticale agit rigoureusement de même, sans plus d'efficacité. Cela justifie pleinement qu'il n'en soit plus fait état ; même parmi les plus exigeants des puristes.

D'ailleurs, répétons le bien : a moins de le faire vraiment exprès, un bras géométriquement bien conçu et bien monté, n'engendre pas de distorsions individuellement isolables, du fait de ses erreurs de piste. Nous n'en dirions pas autant de sa réalisation mécanique ; mais c'est une autre histoire.

Pour nous, le problème qui demeure sera d'optimiser p'/R pour toute la surface gravée explorée par la pointe. En raison de la différence des rayons maximaux et minimaux, il devrait, en toute rigueur, exister deux optimisations, différentes pour les disques de 30 cm (33 ou 45 tr/mn) et les 45 tr/mn de 17 cm. On se limitera aux seuls disques de 30 cm ; les tourne-disques ou changeurs automatiques spécialement conçus à l'intention des 45 tr/mn de 17 cm sont aujourd'hui, pratiquement, des pièces de musée.

### Appendice complémentaire : calcul approximatif de la distorsion d'erreur de piste.

Il s'agit en première analyse (fig. 9) d'un problème de changement d'axes : le repère orthonormé initial ($\vec{Ox}$, $\vec{Oy}$), dans lequel est connue l'équation de la gravure est remplacé par le repère, également normé, mais non orthogonal ($\vec{OX}$, $\vec{OY}$), tel que ($\vec{OY}$, $\vec{Oy}$) = p. Un point M de coordonnées (x, y) dans le premier système sera situé par X et Y dans le second. Les formules de changement de repère sont les suivantes :

$x = X + Y \sin p$,

$y = Y \cos p$

Si donc le point M décrit dans le premier repère la courbe $y = f(x)$ celle-ci aura aussi pour équation $Y = (1/\cos p)\ f(X + Y \sin p.)$. Pour le problème qui nous occupe (p en radian), on simplifiera en admettant $\cos p = 1$ $\sin p = p$ ; d'autre part : $f(x) = a \sin(2\pi F/V)x$, ou $y = a \sin kx$, en posant $k = 2\pi F/V$.

En conséquence, l'équation de la courbe affectée d'erreur de piste devient :

$Y = a \sin[k(X + pY)]$ ;

mais, comme pY est dans notre cas (mesure de U'U) très petit devant X, il est justifié, en première analyse, de développer le deuxième membre selon Y, et même de se limiter au premier terme correctif, qui donnera :

$Y \# a \sin kX + a\,p\,k\,Y \cos kX$

ou

$Y \# a \sin kX\ /\ (1 - a\,p\,k \cos kX)$, dont nous accepterons pour valeur approchée :

$Y \# a \sin kX\,(1 + a\,p\,k \cos kX) = a \sin kX + a^2 kp \cos kX\ .\ \sin kX$ qui s'écrit finalement :

$Y \# a \sin kX + [(a^2\,k\,p)/2] \sin 2\,kpX$, où apparaît le terme en harmonique 2, principal responsable de la distorsion.

Le rapport des amplitudes, entre harmonique 2 et fondamental, sera $H_{2p} = (a\,k\,p)/2 = (\pi a\,p\,F)/V$, en redonnant sa valeur à k ; ou encore $H_{2p} = (30\,a\,p\,F)/R.N$, par explicitation de V, retrouvant la formule précédemment utilisée, que répètent d'ailleurs tous les auteurs, quels que soient leurs modes de calcul. Le nôtre, particulièrement simpliste, ne prétend pas à la rigueur de la méthode itérative de Duane Cooper ; laquelle va sans doute plus loin ; mais ne trouve rien d'autre pour $H_{2p}$.

Quant à la formule, tenant compte de la correction de gravure RIAA, elle s'établit comme suit (avec les notations déjà utilisées). L'atténuation de 4 dB par octave, en vélocité, se traduit par :

$20 \log_{10} (H''_{2p}/H'_{2p}) = -4$, ou $\log_{10} (H''_{2p}/H'_{2p}) = -4/20 = -1/5$, c'est-à-dire $H''_{2p} = 10^{-4/20}\ H'_{2p} = 10^{-1/5}\ H'_{2p} = 0{,}631\ H'_{2p}$.

**R. LAFAURIE**

# REALISEZ :




# UN MINI-GENERATEUR B.F.

L'UTILITE d'un générateur B.F. dans le laboratoire de l'électronicien amateur n'est plus à démontrer puisque la plupart des montages proposés dans la presse spécialisée fait appel à des signaux de fréquence audio, sinusoïdaux ou rectangulaires.

Le prix d'un bon générateur couvrant ces fréquences dépasse souvent les possibilités financières des expérimentateurs, jeunes pour la plupart. D'autre part, pour la pratique courante, il n'est pas indispensable de faire appel à des appareils très sophistiqués, car les mesures les plus fréquentes consistent à régler le point de fonctionnement optimal d'un amplificateur, à mesurer son gain et à relever sa bande. Ce type d'opération parfois accompagné d'une visualisation sur l'écran d'un oscilloscope, ne demande qu'une bonne stabilité de fréquence et de niveau, une allure à peu près sinusoïdale du signal B.F. et la disposition d'une sortie rectangulaire pour l'analyse de la réponse aux transitoires.

C'est ce qui nous amène à proposer aux lecteurs la réalisation d'un appareil très simple, peu onéreux, mais suffisamment performant pour être utilisé valablement pour la mise au point de montages sérieux.

L'appareil que nous décrivons répond à ces critères. Ses dimensions très réduites (coffret Teko P/2) et son prix (de l'ordre de 100 F) en feront un commode instrument de base, facile à construire et à étalonner et ne faisant appel qu'à des composants très courants.

Le signal sinusoïdal obtenu a une forme relativement correcte puisque sa distorsion harmonique globale est de l'ordre de 1,5 % ce qui fera, sans doute hurler les puristes. La tension de sortie reste stable à ± 0,2 dB dans la bande couverte de 15 Hz à 30 kHz. Un signal rectangulaire, compatible TTL, est également disponible dans la même plage de fréquence avec un temps de montée inférieur à 100 ns.

Le lecteur intéressé pourra adapter cet appareil à la structure d'un générateur de fonctions et lui adjoindre une alimentation secteur.

## Principe de fonctionnement

La quasi totalité des oscillateurs sinusoïdaux de générateurs audio comportent des montages à filtrage RC (Pont de Wien, double T, etc.). Le niveau est contrôlé de façon automatique par des éléments non linéaires. Ces montages permettant d'obtenir des signaux sinusoïdaux dont le taux global de distorsion est très faible, souvent inférieur à 0,1 %.

Une autre catégorie d'appareils utilise une technique différente qui consiste à mettre en forme sinusoïdale un signal triangulaire symétrique au

moyen de dispositifs non linéaires (diodes, transistors). L'avantage que présente cette configuration est sa simplicité de réalisation et la grande stabilité du niveau.

L'obtention d'une sinusoïde très pure se heurte toutefois aux imperfections et à la dispersion de caractéristiques des systèmes de mise en forme aussi appelés conformateurs.

Il existe dans le commerce des circuits LSI comportant tous les éléments d'un oscillateur de générateur de fonctions. La commande de fréquence se fait en choisissant un condensateur de valeur appropriée à la gamme et en agissant sur un VCO pour la commande fine. C'est le cas, notamment du circuit Exar XR2206, bien connu mais assez onéreux (voir H.P. n° 1544 p. 211 et n° 1548 p. 213).

Le générateur que nous décrivons correspond à cette seconde catégorie d'appareils. Le principe général est indiqué sur la figure 1 A.

L'oscillation de base est générée sous la forme de créneaux rectangulaires symétriques, dont la fréquence peut être réglée par une commande spécifique (variation de capacité et de résistance).

Ces créneaux sont envoyés sur un intégrateur dont le rôle est de transformer le signal rectangulaire en un signal triangulaire, comme le montre la figure 1 A. Ce signal est à son tour transformé en un signal sinusoïdal au moyen d'un conformateur.

La figure 1 B indique une façon simple de procéder. Un oscillateur rectangulaire est formé avec deux inverseurs, suivant un schéma classique. La fréquence est fixée par la valeur des éléments R et C. La résistance R est un potentiomètre permettant d'obtenir une variation continue de fréquence.

L'intégrateur est formé d'un simple réseau 4 RC dont la constante de temps est plus élevée que celle de l'oscillateur pour que la sortie ait une forme bien triangulaire.

Pour obtenir une forme appropriée et une amplitude constante, il est nécessaire que la valeur de R, associée à l'intégrateur, varie de la même façon que celle qui est associée à l'oscillateur, ce qui nécessite l'utilisation d'un potentiomètre double.

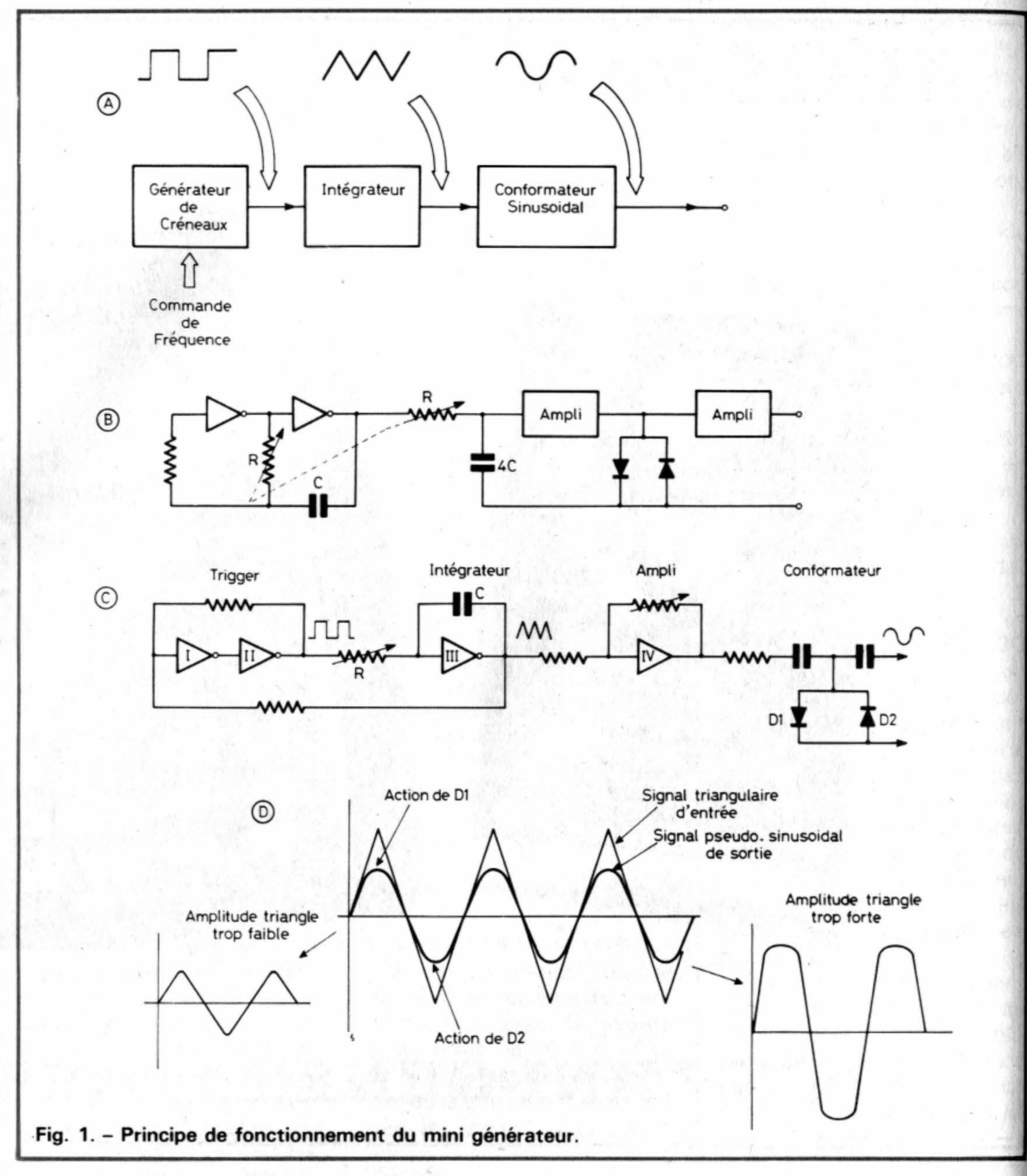



**Fig. 1. – Principe de fonctionnement du mini générateur.**

Le signal triangulaire est amplifié pour être envoyé sur le conformateur le plus simple comportant deux diodes montées en tête-bêche. Un amplificateur de sortie assure la séparation avec la charge.

Bien que le montage de la figure 1 B soit parfaitement viable il nécessite cependant, l'utilisation d'une commande double de résistance et une double commutation (C et 4C) des condensateurs de gamme. En outre, le signal triangulaire à la sortie de l'intégrateur est de faible amplitude et n'est pas parfaitement linéaire. La distorsion sur le sinus est voisine de 3 %.

Un perfectionnement au montage précédent a été adopté pour pallier les défauts cités. Dans ce cas, l'intégrateur (actif) est couplé à un trigger en rétroaction ainsi que le montre la figure 1 C.

Supposons qu'à l'origine l'entrée de l'intégrateur soit portée au niveau bas, le montage est tel que le condensateur C tendra à se charger et une rampe linéaire montante sera obtenue en sortie. Lorsque la tension de sortie atteindra le seuil du trigger, ce dernier basculera et portera la tension d'entrée au niveau haut. Le phénomène s'inversera et une rampe linéaire descendante sera obtenue jusqu'au seuil bas du trigger et ainsi de suite...

Le signal de sortie de l'ensemble trigger + intégrateur présente une caractéristique très linéaire. La variation de fréquence est obtenue par la seule variation de R (C étant le paramètre de gamme) et l'amplitude est assez grande. On utilise des inverseurs (ou des portes Nand) de technologie CMOS de façon à ce que la valeur de C ne soit pas trop importante (R étant élevée) pour les fréquences basses.

Une porte inverseuse est aussi utilisée comme amplificateur linéaire à gain ajustable afin d'obtenir l'amplitude qui convient au conformateur à diodes.

En 1 D, on observera les for-

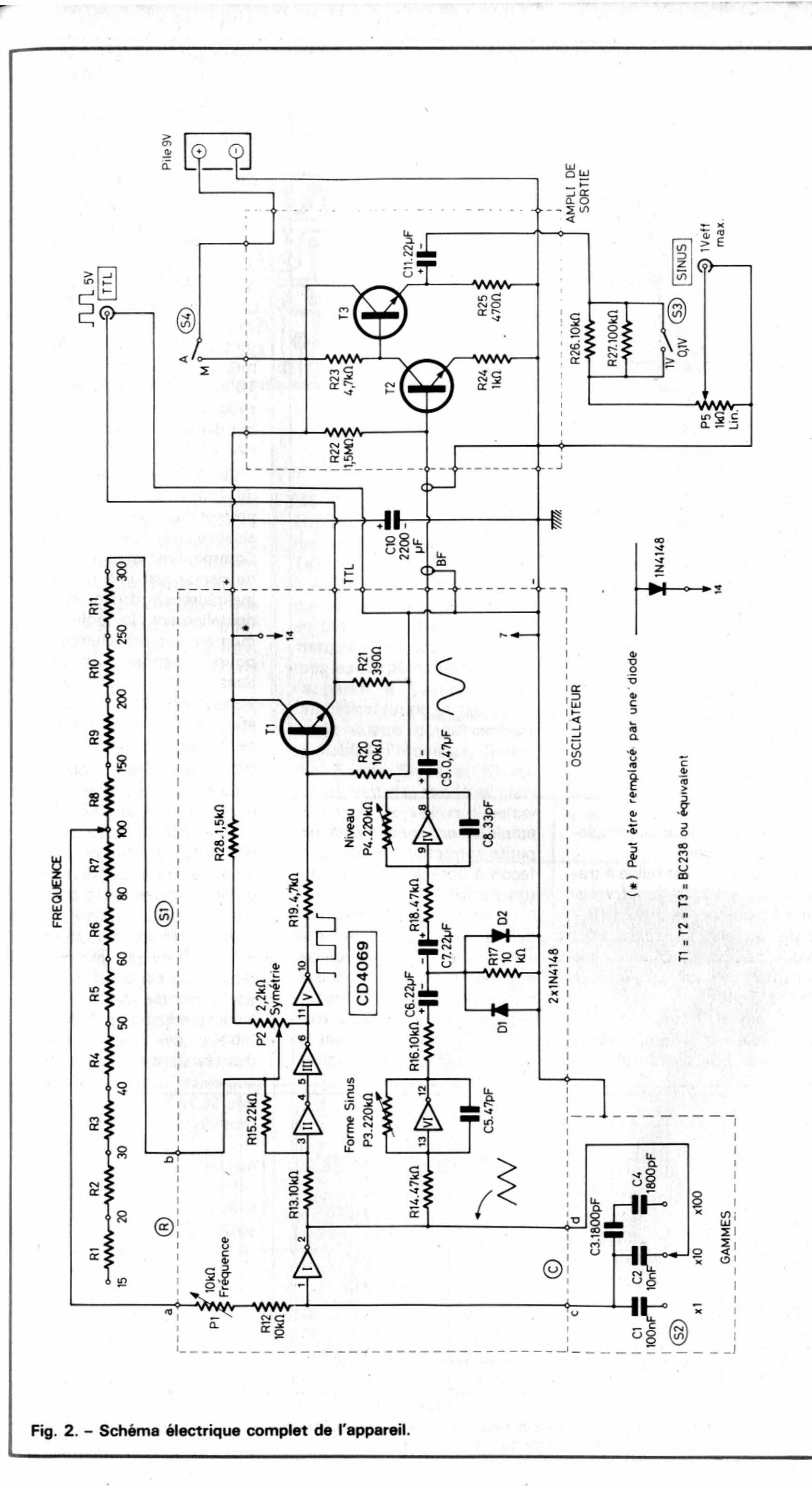



Fig. 2. – Schéma électrique complet de l'appareil.

mes des signaux obtenus. Pour avoir une tension bien symétrique, des condensateurs de liaison sont utilisés afin d'isoler le conformateur de la tension continue moyenne. Lorsque la tension triangulaire va croissant vers les valeurs positives, le courant diode augmente à partir de 600 mV crête aux bornes de $D_1$. Ceci amène un « arrondissement » du sommet rappelant la forme d'une demi-sinusoïde. Un phénomène analogue est obtenu, en tension négative avec l'action de $D_2$.

Deux remarques sont à faire sur ce montage : le fonctionnement est largement apériodique et la tension de fonctionnement est critique pour obtenir une forme pseudo-sinusoïdale satisfaisante. Cette deuxième remarque est fondamentale puisque une amplitude trop faible à l'entrée se traduit par une action insuffisante des diodes (aspect triangulaire) et qu'une amplitude trop élevée aboutit à un écrêtage trop vigoureux, ce qui fait ressembler le signal de sortie à un trapèze aux angles arrondis. La bonne amplitude sera obtenue en contrôlant la forme à l'oscilloscope ou pour une distorsion minimale par le réglage du gain de l'amplificateur d'entrée.

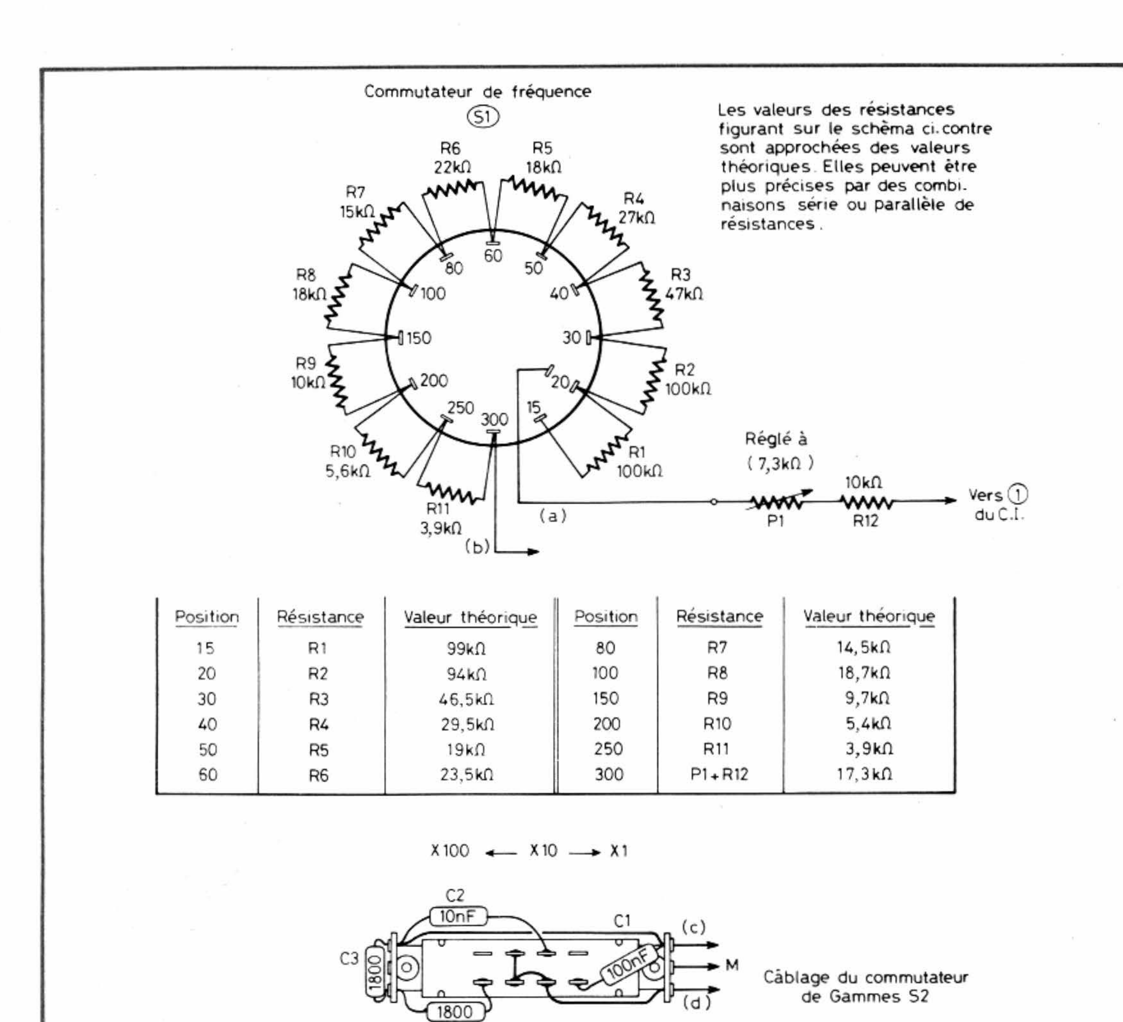
## Description détaillée

Le schéma électrique complet de l'appareil est présenté sur la figure 2.

Le circuit principal est un extuple inverseur CMOS CD 4069 assez répandu.

L'intégrateur est constitué par la porte I. Le condensateur de gamme C (commutable) est placé entre l'entrée (1) et la sortie (2). La résistance d'entrée de l'intégrateur est commutée par valeurs discrètes ($R_1$ à $R_{11}$) avec un ajustement de la butée haute (en fréquence) obtenu par $P_1$ en série avec $R_{12}$.

La sortie de l'intégrateur est envoyée vers les portes II et III montées en série. Une réaction positive est assurée entre la sortie (6) de III et l'entrée (3) de II par la résistance $R_{15}$. On




| Position | Résistance | Valeur théorique | Position | Résistance | Valeur théorique |
|---|---|---|---|---|---|
| 15 | R1 | 99kΩ | 80 | R7 | 14,5kΩ |
| 20 | R2 | 94kΩ | 100 | R8 | 18,7kΩ |
| 30 | R3 | 46,5kΩ | 150 | R9 | 9,7kΩ |
| 40 | R4 | 29,5kΩ | 200 | R10 | 5,4kΩ |
| 50 | R5 | 19kΩ | 250 | R11 | 3,9kΩ |
| 60 | R6 | 23,5kΩ | 300 | P1+R12 | 17,3kΩ |

**Fig. 3. – Câblage des commutateurs $S_1$ et $S_2$.**

réglera la symétrie du signal rectangulaire ainsi obtenu au moyen de $P_2$ qui ajuste le seuil haut du trigger.

La sortie du basculeur (curseur de $P_2$) est envoyée vers l'entrée de l'intégrateur ainsi qu'il est expliqué au paragraphe précédent.

Le signal rectangulaire disponible sur la borne (6) est envoyé sur la porte V, servant de séparatrice. La sortie (10) de V est divisée par $R_{19}$ et $R_{20}$ afin d'obtenir environ 5,7 V crête sur la base du transistor $T_1$, monté en collecteur commun. On retrouve ainsi sur l'émetteur un signal de 5 V compatible TTL.

Le signal triangulaire prélevé sur la sortie (2) est dirigé vers le conformateur à diodes à travers un amplificateur linéaire à gain réglable (porte VI), par $P_3$ monté en réaction négative.

Le condensateur $C_5$ de 47 pF a le double rôle d'améliorer la stabilité de l'amplification et de diminuer l'amplitude du signal parasite de commutation engendré par le basculement du trigger.

La sortie (12) est reliée à travers $R_{16}$ et $C_6$ au conformateur à diodes. La résistance $R_{17}$ offre un chemin au courant diode (pour $D_1$ ou $D_2$ suivant la polarité) ce qui améliore la forme d'onde.

Le signal rendu pseudo-sinusoïdal est amplifié par la dernière porte montée en amplificateur linéaire avec une petite correction HF par $C_8$ de façon à obtenir 250 mV environ sur (8).

La sortie oscillateur sinusoïdal est reliée à l'entrée d'un amplificateur de sortie, un peu sommaire, destiné à abaisser l'impédance. Cet amplificateur comporte deux étages à transistors $T_2$ et $T_3$. L'un est un banal amplificateur à émetteur commun non découplé, présentant un gain de 4,5. Il est suivi d'un abaisseur d'impédance à collecteur commun. La liaison entre ces deux étages est directe et la bande passante très large, seulement limitée vers le bas par $C_{11}$. Le gain global est voisin de 12 dB, ce qui permet d'avoir une tension efficace de 1 V en sortie Sinus. Cette tension peut être réglée au moyen de $P_5$ à la valeur désirée (0 à 1 V). L'interrupteur S3 en position ouverte met en série 9 kΩ (100 kΩ et 10 kΩ en parallèle) en série avec le potentiomètre $P_5$, ce qui divise la tension de sortie par 10 (0 à 100 mV).

Le débit de l'alimentation est de l'ordre de 30 mA, ce qui permet d'utiliser une petite pile alcaline de 9 V à pression. Comme avec ce genre de pile on risque, par une manœuvre malheureuse d'inverser accidentellement la polarité au moment du branchement, on pourra disposer une diode dans le sens passant du + 9 V vers la borne (14) du CD 4069 afin d'éviter la destruction de ce dernier.

On a vu que la commande de fréquence se faisait par valeurs discrètes suivant 12 valeurs par gamme de 15 à 300 par $S_1$. Cette disposition permet un léger recoupement d'une gamme à la suivante de sorte que l'on peut disposer de 30 valeurs différentes réparties entre 15 Hz et 30 kHz. La répartition de ces fréquences est présentée sur la figure 4 alors que la figure 3 donne le tableau des valeurs exactes des résistances du commuta-

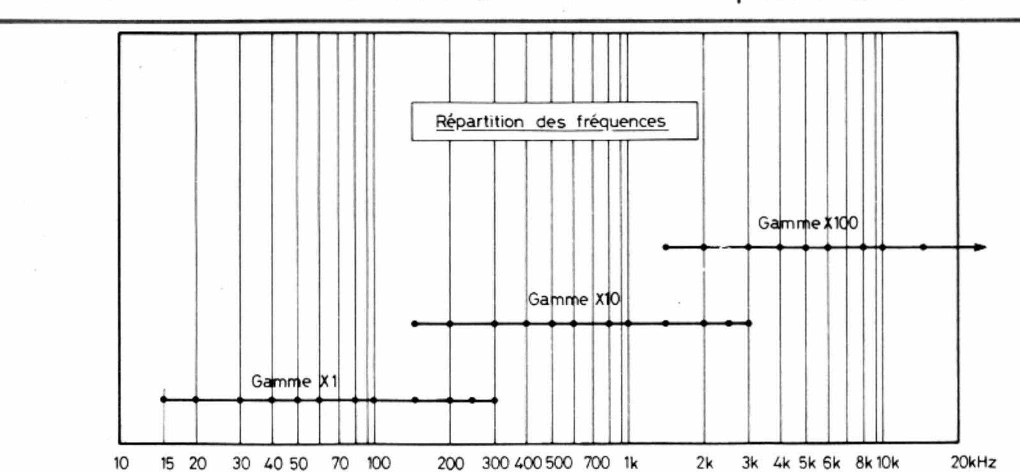



**Fig. 4. – La répartition des fréquences fixes dans le spectre montre que le mini générateur ne peut laisser dans l'ombre un « accident » de bande passante.**

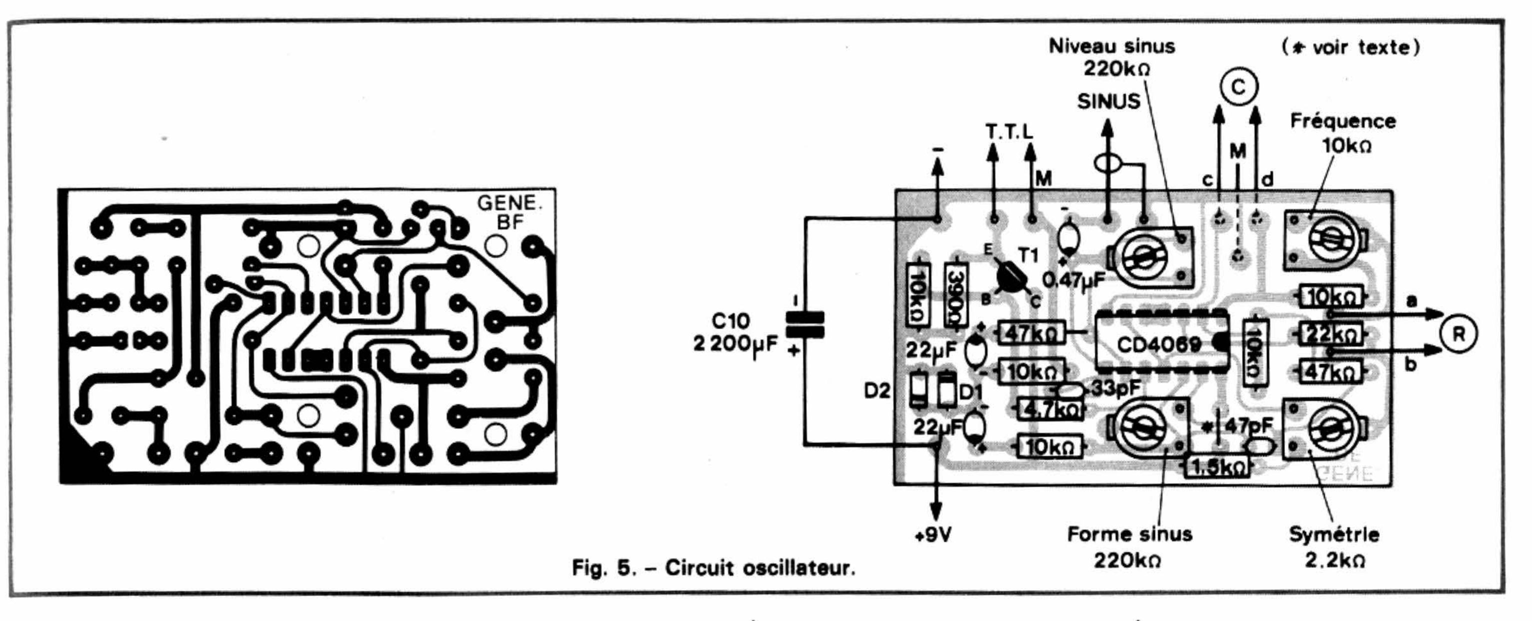



Fig. 5. – Circuit oscillateur.

teur $S_1$ et la valeur approchée finalement adoptée. Cette valeur peut être obtenue avec plus de précision en combinant des valeurs en série ou en parallèle ou en disposant des résistances ajustables pour chaque plot de réglage, comme nous le proposerons plus loin.

Le commutateur $S_2$ est un modèle simple et économique à glissière à trois positions. Il permet de multiplier par 1,10 ou 100 la valeur indiquée sur $S_1$. On notera :

– La valeur de 900 pF (2 × 1800 pF en série) de C sur la gamme × 100. Cette valeur aurait théoriquement dû être 1000 pF si on avait négligé les effets secondaires de différentes capacités parasites plus sensibles sur cette gamme.

– La mise au commun (M) de l'armature du commutateur $S_2$.

Les valeurs des condensateurs seront aussi précises que possible (mieux que 10 %) afin d'obtenir le bon recoupement des gammes.

Le condensateur $C_{10}$ de 2200 $\mu$F découple l'alimentation afin que cette dernière présente, aux fréquences basses, une valeur d'impédance suffisamment faible.

## Réalisation pratique

La figure 5 présente la carte imprimée du circuit oscillateur. Ses dimensions sont réduites (66 × 39 mm) afin de pouvoir être maintenue dans les rainures transversales d'un coffret Teko P/2.

Au prix d'un câblage serré, qui nécessitera un peu de soins en cas de réalisation au stylo marqueur, on pourra disposer tous les éléments essentiels de l'appareil à l'exception de l'amplificateur de sortie $T_2$ / $T_3$.

Les quatre potentiomètres ajustables (Fréquence, Symétrie, Forme Sinus et Niveau Sinus) sont des modèles plats miniature. On veillera à percer un trou de 3 mm dans le circuit sous chaque potentiomètre afin de permettre un réglage côté cuivre.

Les sorties R, Sinus, TTL, + – alimentation se font sur des picots de câblage disposés côté composants. Les trois picots de sortie C sont montés côté cuivre pour être reliés au commutateur $S_2$. On notera que la photographie de la maquette présente quelques originalités de câblage dont on ne tiendra pas compte : seul le dessin de la figure 5 est valable.

Le condensateur $C_{10}$ de grandes dimensions sera soudé directement sur les picots + et –, de même que les fils provenant de l'alimentation.

La figure 6 est relative au circuit imprimé de l'amplificateur de sortie. La carte est de dimensions encore plus réduites (66 × 20 mm). Elle sera également maintenue dans les rainures du coffret.

Les résistances $R_{26}$ et $R_{27}$ sont disposées directement aux bornes de l'interrupteur $S_3$ pour une plus grande facilité de câblage. Les picots, côté com-

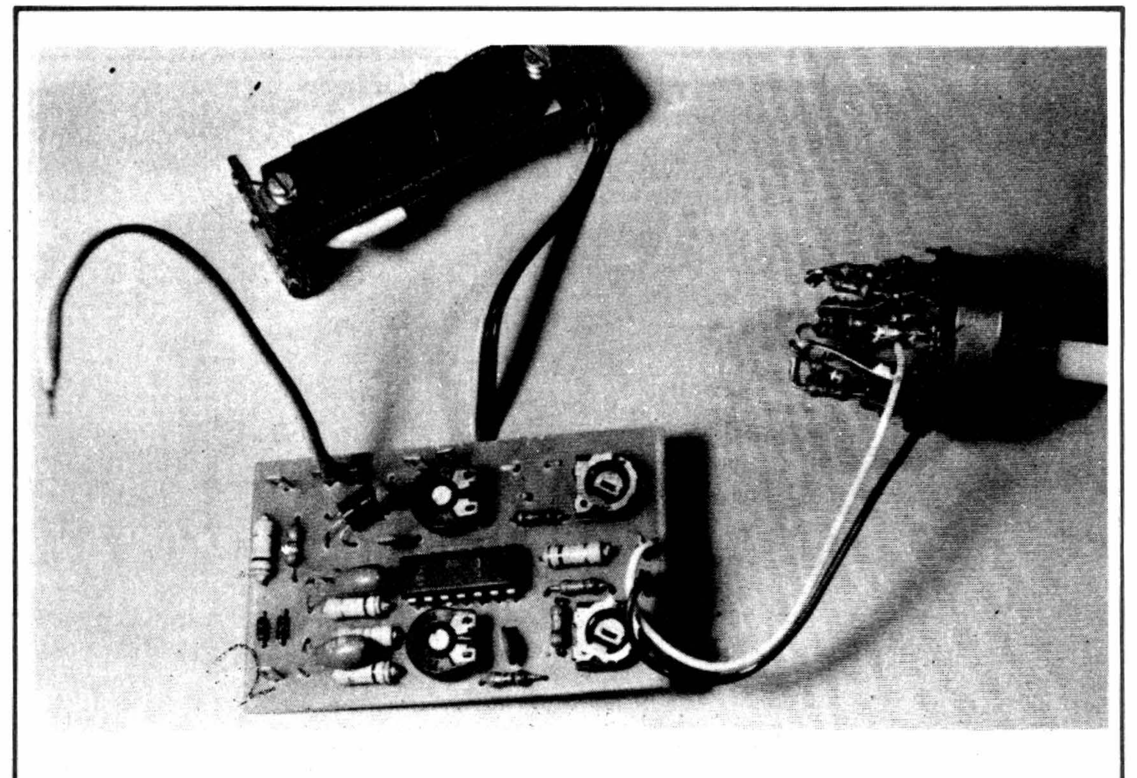


Photo A. – Circuit oscillateur et commutateur $S_1$-$S_2$.

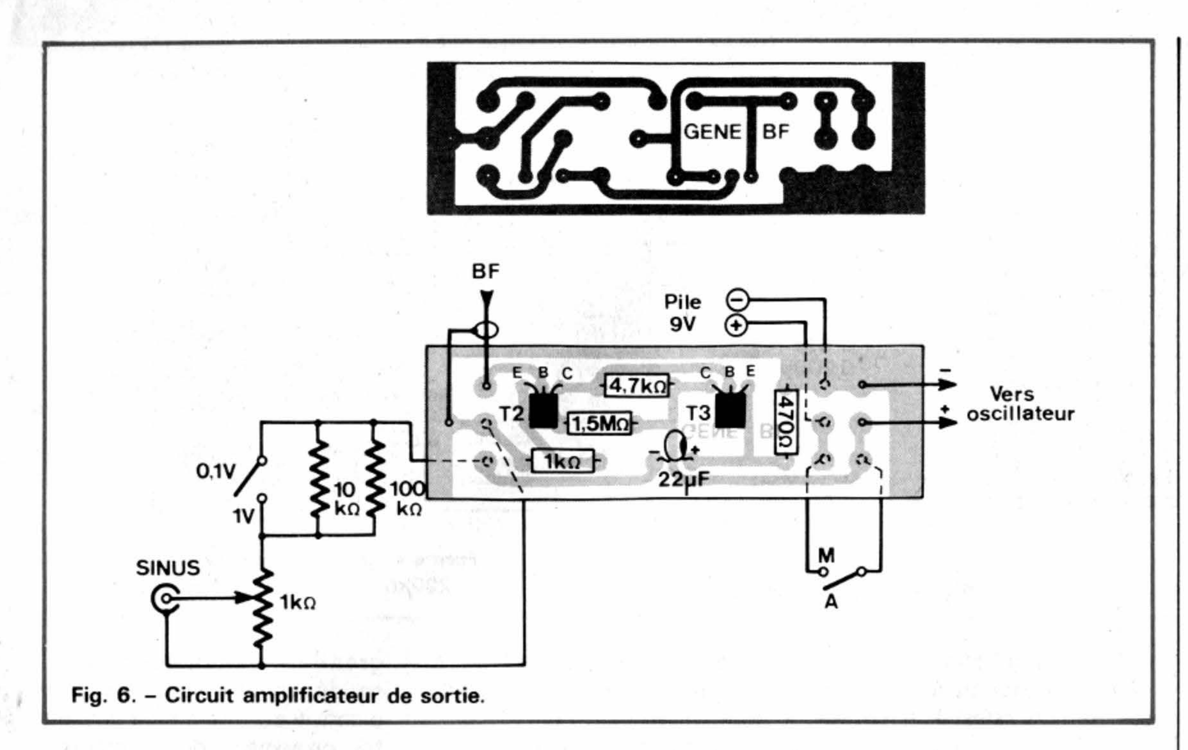



**Fig. 6. – Circuit amplificateur de sortie.**

posants sont + et – 9 V (vers oscillateur) et entrée B.F. sinus (de l'oscillateur).

Les connexions souples « Pile 9 V », interrupteur A/M et sorties ampli sont soudées côté cuivre (le perçage des pastilles correspondantes n'est donc pas indispensable).

Le câblage d'interconnexions est relativement simple. Il est présenté sur la figure 7. On utilisera une connexion blindée pour la liaison Sinus entre les deux cartes afin de diminuer les couplages parasites. La sortie TTL se fera en fil double torsadé de préférence.

Les connexions entre les cartes et le panneau du coffret vers la sortie TTL, $S_1$, $S_2$, $S_3$ et $S_4$ seront suffisamment longues pour faciliter le montage.

La figure 8 donne toutes les indications qui permettront de préparer la face avant du coffret P/2 (perçage, décalcomanies) afin d'offrir une présentation agréable et fonctionnelle. On y verra également la disposition relative des principaux éléments sur la vue en coupe. La position de $C_{10}$, en particulier, est assez critique : trop près du circuit oscillateur, il risque d'engendrer des courts-circuits, trop éloigné, il gênerait le montage de $S_1$.

La faible largeur de la carte ampli de sortie permet le montage de $S_3$ et $S_4$ sans problèmes.

Le potentiomètre $P_5$ sera aussi petit que possible afin de permettre un montage aisé de la pile. Si nécessaire, on glissera un petit morceau d'isolant entre cette pile et la face cuivrée de la carte pour prévenir les courts-circuits.

Si on ne trouve pas de commutateur à glissière à trois positions, pourtant bien pratique, on pourra utiliser trois inverseurs miniatures à poussoirs et rappel, plus onéreux. Il n'est pas possible d'utiliser dans ce coffret un second commutateur rotatif comme $S_1$.

## Réglages de mise au point

Nous nous sommes efforcés de rendre très simple la mise au point de cet appareil. Pour cela quatre réglages essentiels sont prévus au moyen de potentiomètres ajustables. Nous recommandons la procédure qui suit.

### Réglages avec oscilloscope

On réglera initialement tous les potentiomètres $P_1$ à $P_4$ à mi-course.

Pour réaliser un réglage correct, il est utile de disposer d'un oscilloscope connecté d'abord sur la sortie TTL.

On règle la fréquence sur 1000 Hz (valeur affichée).

On commencera par le réglage de Symétrie ($P_2$) qui permettra d'obtenir des créneaux rigoureusement symétriques (Ton = Toff).

Puis on réglera la Forme Sinus ($P_3$). Pour cela on branchera l'oscilloscope à la sortie B.F. de l'oscillateur. L'appréciation d'une bonne forme sinusoïdale est, sans doute, subjective dans ce cas mais l'approche n'est pas si mauvaise.

L'idéal est de disposer d'un bon distorsiomètre harmonique. Le réglage des potentiomètres $P_2$ et $P_3$ est alors à reprendre, dans l'ordre, pour l'obtention d'une distorsion minimale.

L'utilisation d'un millivoltmètre B.F. ou d'un multimètre à large bande est alors requis pour l'ajustement du Niveau Sinus en sortie de l'ampli

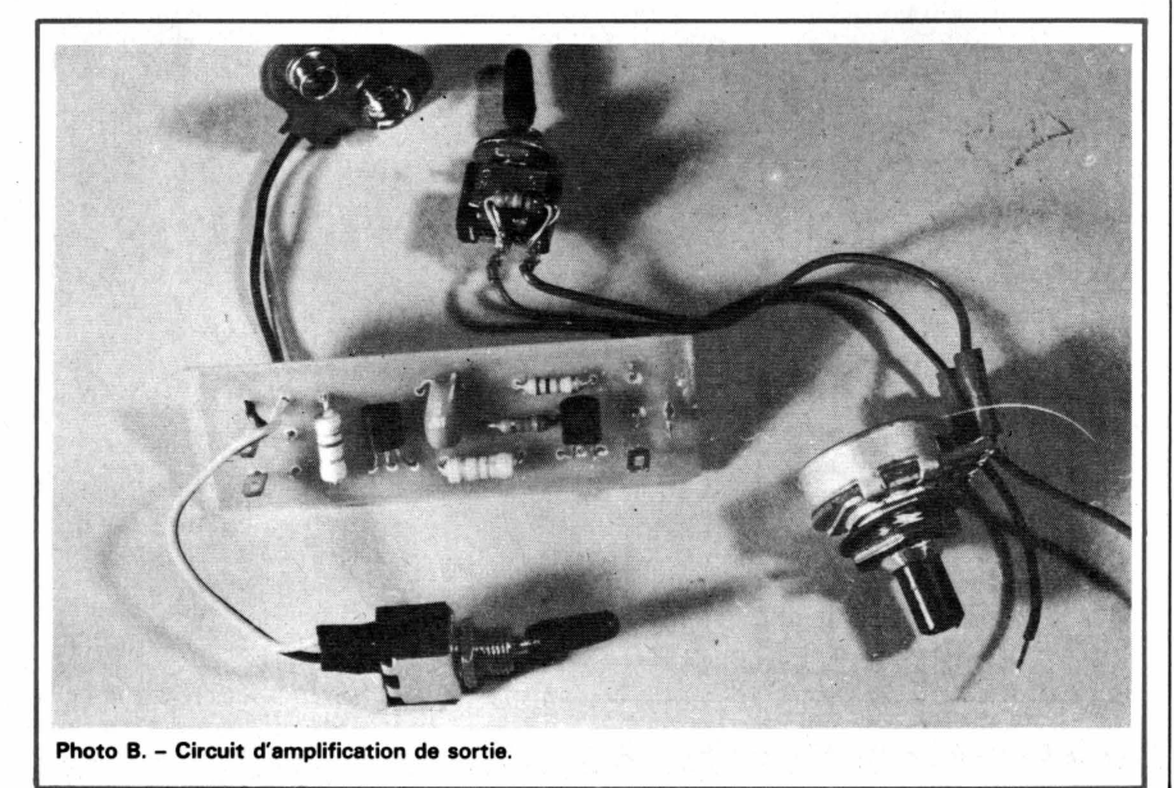


**Photo B. – Circuit d'amplification de sortie.**

$T_2/T_3$ afin d'obtenir 1 V eff. lorsque $P_5$ est au maximum et $S_3$ fermé.

Si on ne dispose pas de tous ces appareils, on peut néanmoins réaliser une mise au point approchée de l'appareil sur les deux premiers réglages en ne faisant appel qu'à un simple multimètre. Dans ce cas, on aboutit à la procédure qui suit.

**Réglage simplifié de la Symétrie**

Brancher provisoirement un condensateur **non polarisé** de 2,2 $\mu$F en parallèle sur $C_1$. Choisir la gamme $X_1$. Mettre $S_1$ sur 15. Brancher un multimètre (continu 5 V max.) ou un témoin logique (LED avec 180 $\Omega$ en série) sur la sortie TTL. On doit obtenir un allumage de la diode ou une déviation du multimètre d'environ 0,75 s. On réglera $P_2$ pour que le temps d'allumage ou de déviation soit égal au temps d'extinction ou de repos. Si nécessaire, opérer à une fréquence un peu plus élevée par action sur $S_1$.

**Réglage simplifié de la forme Sinus**

On a vu que le réglage d'amplitude de la tension triangulaire à l'entrée du condensateur était critique. On obtient le meilleur résultat lorsque la tension aux bornes de $R_{17}$, lue sur un voltmètre alternatif (20 k$\Omega$/V au moins) est de 300 mV efficaces. Si la bande passante du multimètre ne permet pas de faire une mesure précise à 1000 Hz, on opérera sur une fréquence plus basse : 50 Hz par exemple.

Pour compléter cette mise au point on pourra brancher un petit écouteur sur la sortie Sinus (1 V) et apprécier la pureté d'un son à 1000 Hz. Retoucher au besoin $P_2$ et $P_3$.

## Etalonnage en fréquence

Cette opération reste la plus délicate. Elle peut, cependant être réalisée par une procédure simplifiée.

Le mieux est évidemment de disposer d'un compteur fréquencemètre branché sur l'une des sorties et de régler $P_1$ de façon à obtenir 1000 Hz sur la position $S_1$ (100) et $S_2$ (× 10). On vérifiera ensuite que les autres fréquences sont bien obtenues (à ± 10 %) sur les autres positions. Si nécessaire on dressera un tableau d'étalonnage donnant la valeur vraie de la fréquence pour chaque position.

Une autre façon de procéder consiste à comparer la fréquence générée à une fréquence connue : celle du secteur par exemple.

TTL
SINUS
P5
1kΩ Lin.
S4
S3
Pile 9V
R26
R27
AMPLI (côté composants)
S1
R
C10
OSCILLATEUR (côté cuivre)
C
S2

**Fig. 7. – Interconnexions.**

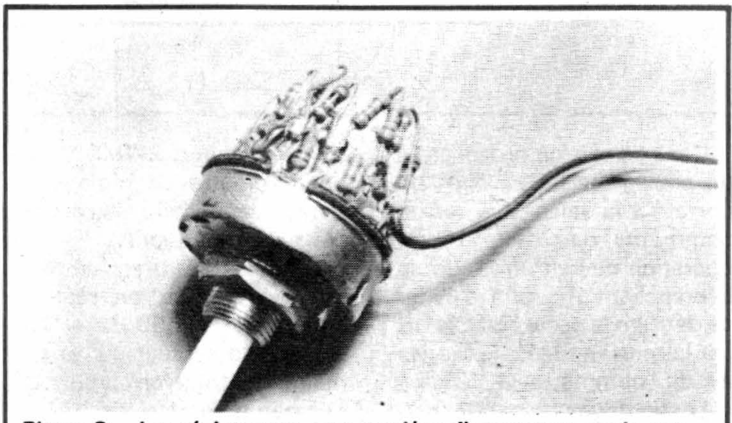


**Photo C. – Les résistances sont soudées directement sur le commutateur $S_1$.**

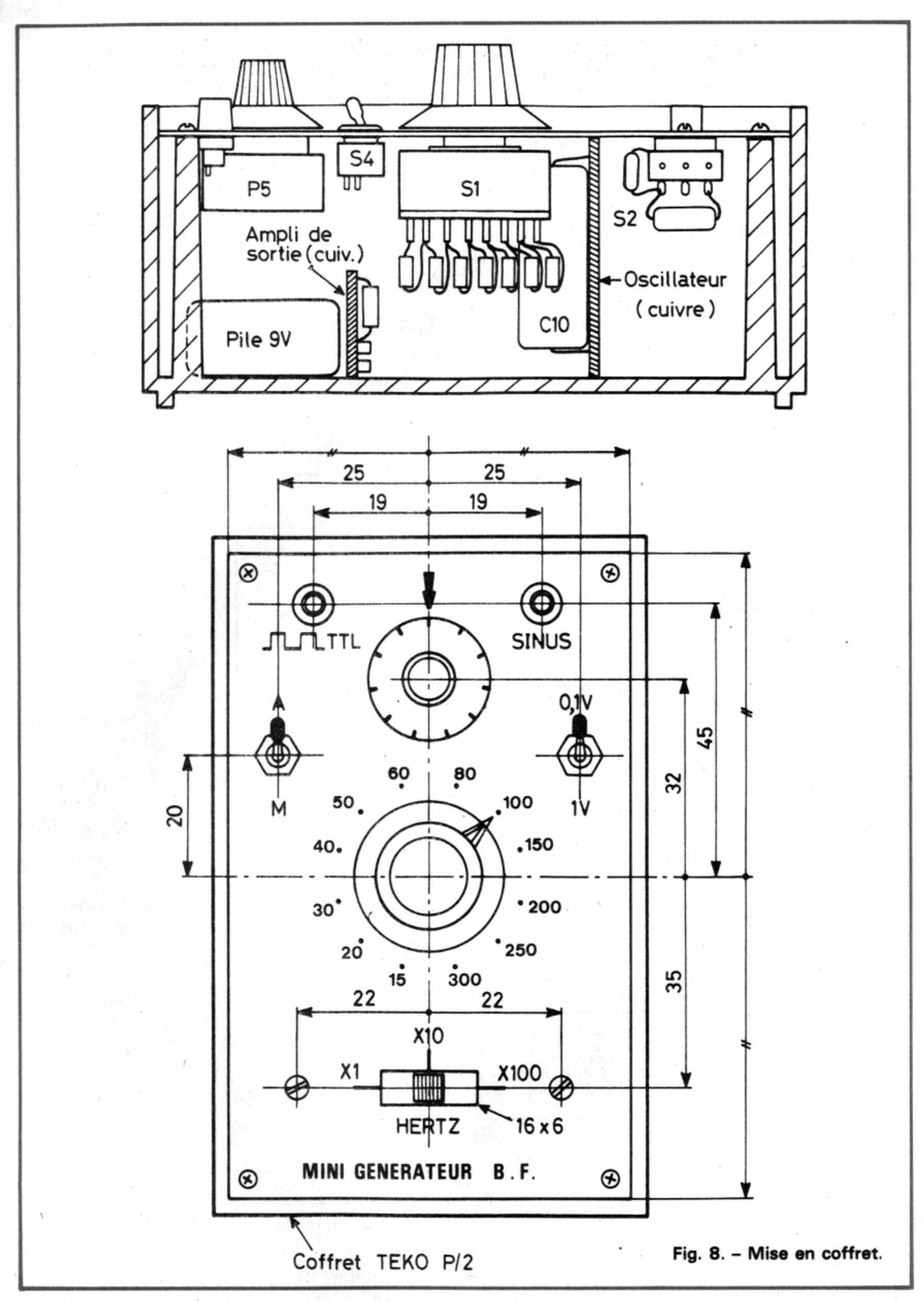



**Fig. 8. – Mise en coffret.**

Dans ce cas, on procèdera à un préréglage de $P_1$ que l'on portera à la valeur (lue sur un ohmmètre) de 7,3 kΩ. Cette opération devrait être faite en débranchant $R_{12}$ afin d'éviter de détruire la porte I du CMOS par la tension présente sur les fils de l'ohmmètre.

Le montage comparateur de fréquences est présenté sur la figure 9 A. Il comporte un petit transformateur 220/6 V, un potentiomètre de réglage de tension secondaire, deux résistances et une diode.

Lorsque les branchements ont été réalisés, on règle le générateur sur 50 Hz et l'on branche le secteur sur le primaire du transformateur. Un microampèremètre de 100 μA (multimètre) est connecté aux bornes de la diode. Lorsque la fréquence du générateur est voisine de celle du secteur, un battement se produit. En ajustant l'amplitude du 50 Hz de référence et le potentiomètre $P_1$ du générateur on cherchera à obtenir, dans les meilleures conditions d'appréciation, le battement zéro.

On réglera ensuite le générateur à 300 Hz sur la gamme X1, et de la même façon on reprendra l'ajustement de $P_1$ pour un battement nul. Il est alors nécessaire d'augmenter le niveau secteur pour avoir une lecture précise (H6 du 50 Hz).

Une autre approche de l'étalonnage peut être faite en utilisant la comparaison entre l'harmonique 10 du 20 kHz du générateur et la station Droitwich en GO (200 kHz).

Pour cela, on fixe une petite antenne de quelques dizaines de cm sur la sortie TTL du générateur (riche en harmoniques). Après avoir réglé un récepteur à transistors sur la fréquence de la station, on approche le générateur du récepteur. Un sifflement doit être entendu que l'on annulera au battement zéro par le réglage de $P_1$.

Cette dernière méthode, assez simple à mettre en œuvre, donne des résultats précis si la fréquence de l'oscillateur avant le réglage est comprise entre 18,18 et 22,22 kHz (respectivement sous-harmonique 11 et 9 de 200 kHz). Dans le cas contraire, on risque de se tromper de rang d'harmonique.

## Caractéristiques techniques

Précision de la fréquence affichée ± 5 %.

Dérive lente à 20 °C ± 0,1 % par heure (après stabilisation).

Variation de la fréquence avec la tension d'alimentation : ± 2,6 % pour ± 10 %.

Stabilité de la tension sinusoïdale :

± 0,2 dB sur toute la gamme

± 0,1 dB de 20 Hz à 15 kHz

Distorsion harmonique :

à 15 Hz : 1,6 %

à 150 Hz : 1,45 %

à 1 kHz : 1,3 % (réglage optimal)

à 15 kHz : 1,35 %

Temps de montée créneaux TTL : inférieur à 100 ns.

Consommation sous 9 V (sorties non chargées) : 28 mA.

**Nota :** ces valeurs s'entendent pour une utilisation avec une pile alcaline neuve ou une alimentation stabilisée à + 9 V.

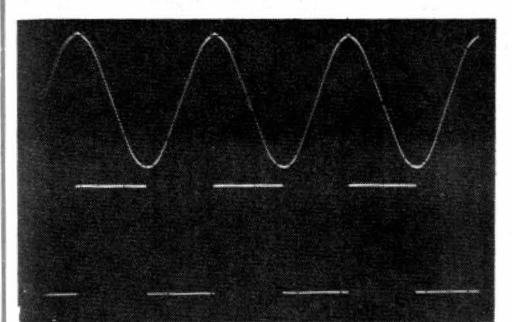


Photo D. – Sorties sinus et rectangle.

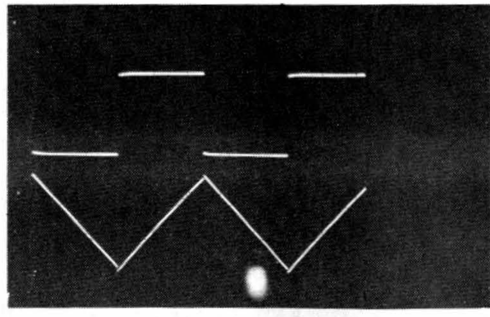


Photo E. – Sortie triangle et rectangle (en générateur de fonction).

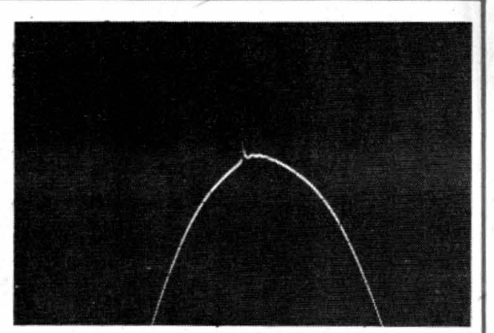


Photo F. – Le sommet de chaque sinusoïde est affecté d'une petite pointe due à la commutation brutale du trigger.

## Options diverses

Partant du schéma de base, il est possible de réaliser un générateur de fonctions permettant de disposer de signaux rectangulaires, triangulaires et sinusoïdaux à niveau variable, outre la sortie TTL à basse impédance et à niveau maximal constant.

La figure 10 présente le schéma d'un tel appareil. La sortie rectangulaire est envoyée directement sur $T_1$. Le potentiomètre ajustable $P_7$ sert à régler le niveau maximal pour obtenir exactement 5 V crête sur l'émetteur de $T_1$.

Un nouveau diviseur ($R_{30}/R_{31}$) permettra de disposer du niveau de signal rectangulaire convenable sur $S_5$.

La partie sinusoïdale reste identique sur cet appareil.

Le signal triangulaire est prélevé sur la sortie de l'inverseur I. La porte V à gain réglable permettra d'obtenir la tension adéquate en sortie.

L'amplificateur de sortie ne subit aucune modification si ce n'est la présence de $C_{13}$ (ajustable de 60 pF max.) destiné à compenser la capacité du câble blindé de sortie en position 0,1 V.

Les réglages respectifs de $P_4$, $P_6$ et $P_7$ se feront de façon à obtenir en sortie (lorsque $P_5$ est au maximum et $S_3$ sur 1 V) :

1 V efficace en sinusoïdal ;

3 V crête-à-crête en triangulaire ;

3 V crête-à-crête en rectangulaire.

On peut également prévoir une alimentation secteur régulée sur 9 V en faisant appel au montage de la figure 10. On utilisera un transistor ballast NPN dont la tension de base est à 9,8 V pour avoir 9,1 V en sortie. Comme le débit est voisin de 30 mA, un simple 2N1711 est suffisant. On notera la résistance de 47 Ω en série dans le collecteur afin de protéger le transistor contre les effets d'un court-circuit accidentel.

On peut loger le générateur de fonction de la figure 10 et son alimentation alternative dans un coffret P/3.

## Améliorations

Nous avons choisi une variation de R en valeurs discrètes de façon à obtenir des fréquences précises et reproductibles. Il est possible, pour des raisons de convenance personnelle, d'obtenir une variation continue de fréquence au moyen d'un potentiomètre.

Dans ce cas, on prêtera attention au fait que, vers les fréquences élevées, une variation légère de R entraîne une variation importante de F, alors que c'est l'inverse vers les fréquences basses. Cette non-linéarité, gênante pour l'étalonnage et la lecture, peut être pondérée par l'emploi d'un potentiomètre à loi logarithmique (l'idéal serait une loi en 1/R). On évitera alors les modèles courants instables et cracheurs... et l'on choisira un modèle professionnel de 470 kΩ, évidemment plus onéreux.

On pourrait, par ailleurs, diminuer l'étendue de chaque gamme afin d'augmenter le nombre de points de mesure. Cette modification, toutefois, n'apporte pas, selon nous une grande amélioration et nous pensons que le choix actuel des gammes de l'appareil, qui correspond sensiblement aux registres grave/médium/aigu est bien adapté à une utilisation courante.

Si l'on désire obtenir une plus grande précision de fréquence, on constituera une gamme de valeurs commutées séparément avec un ajustement par valeur selon le tableau 1.

Dans ce cas, les condensateurs devraient être choisis ou

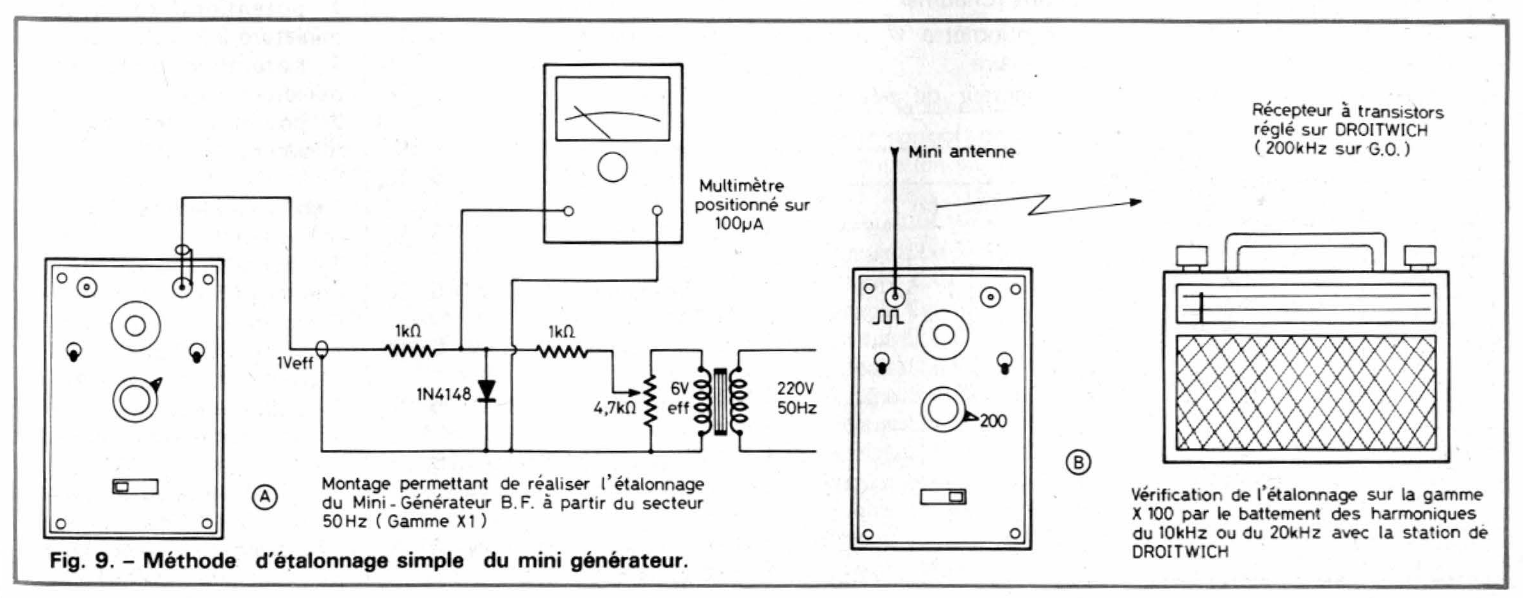



**Fig. 9. – Méthode d'étalonnage simple du mini générateur.**

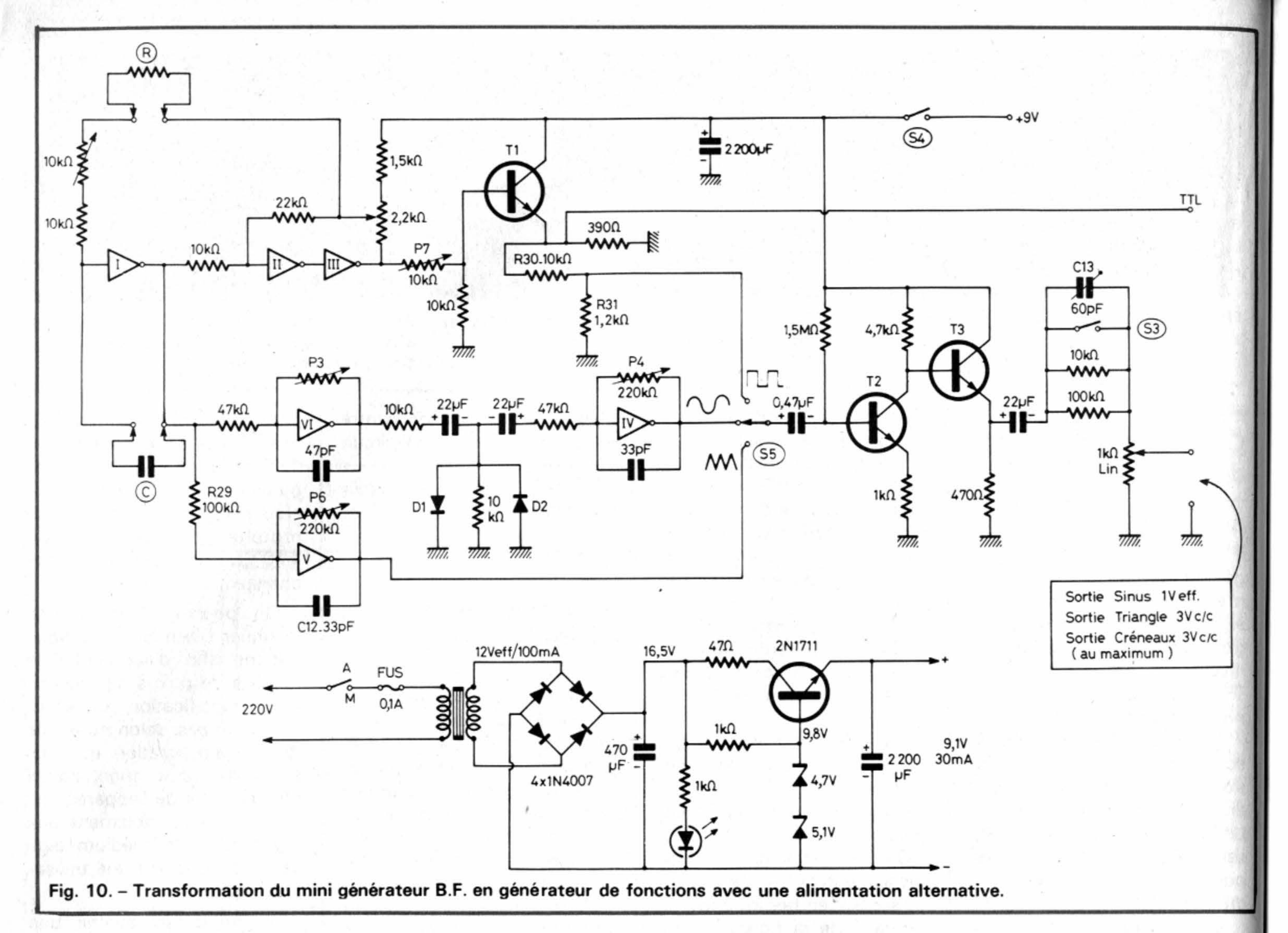


**Fig. 10. – Transformation du mini générateur B.F. en générateur de fonctions avec une alimentation alternative.**

triés (capacimètre digital, par exemple) et la mesure de la fréquence doit être faite sur un compteur-fréquencemètre.

**J.C.**

## Nomenclature du mini-générateur

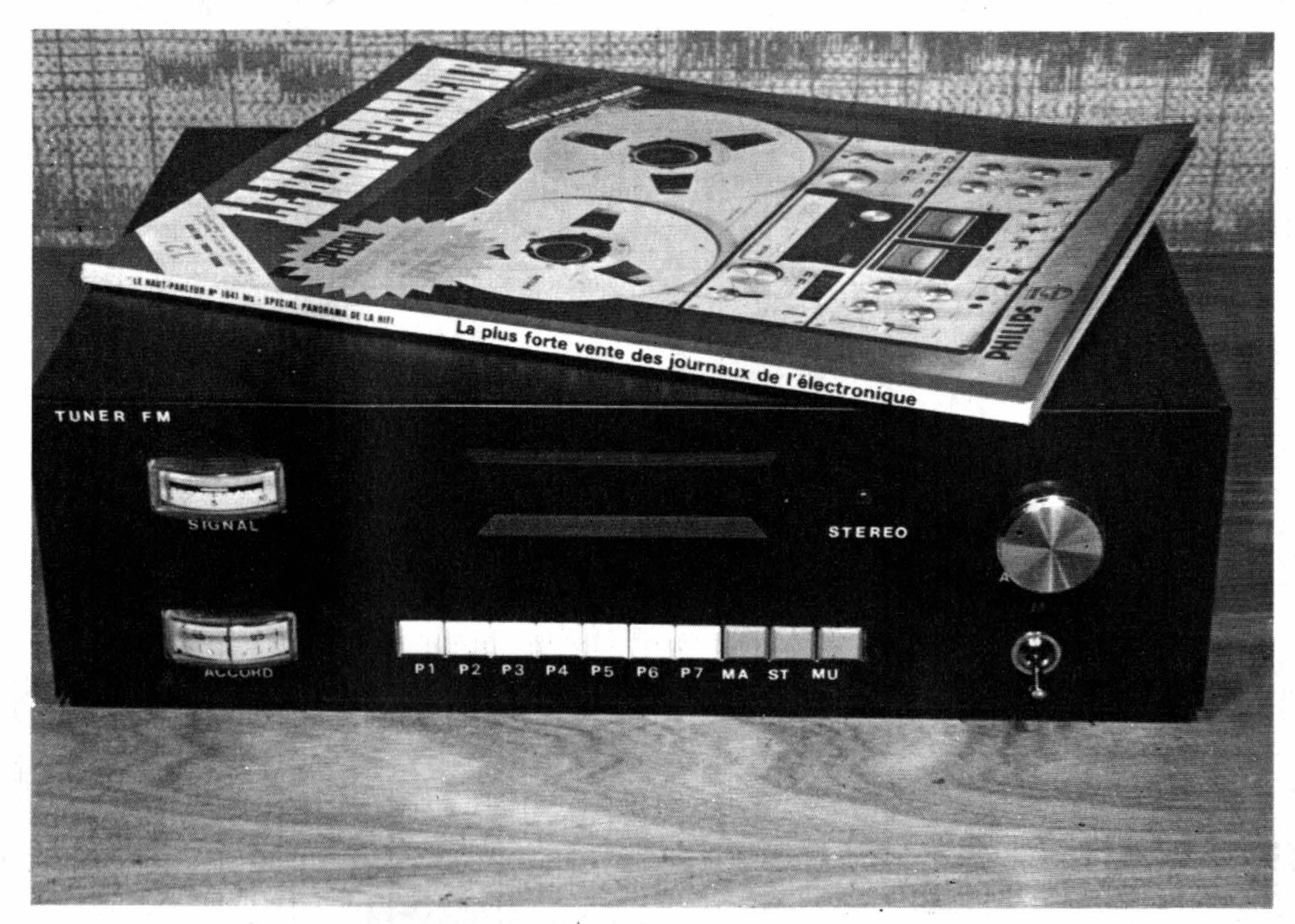
1 coffret Teko P/2
2 embases femelle Cinch à visser
1 bouton Ø 20 mm à jupe graduée
1 bouton Ø 28 mm à index
2 interrupteurs subminiature
1 commutateur rotatif à 12 positions ($S_1$)
1 commutateur à glissière à 3 positions (Chaume)
1 potentiomètre Ø 20 mm 1 kΩ linéaire
1 connecteur de pile 9 V à pression
1 pile 9 V alcaline
2 relais de câblage miniature
2 cartes imprimées (pour mémoire)
1 circuit Cmos sextuple inverseur CD 4069
3 transistors BC 238 ou équivalent
3 diodes 1N4148
1 résistance 0,25 W 5 % 390 Ω
1 résistance 0,25 W 5 % 410 Ω
1 résistance 0,25 W 5 % 1 kΩ
1 résistance 0,25 W 5 % 1,5 kΩ
1 résistance 0,25 W 5 % 3,9 kΩ
2 résistances 0,25 W 5 % 4,7 kΩ
1 résistance 0,25 W 5 % 5,6 kΩ
7 résistances 0,25 W 5 % 10 kΩ
1 résistance 0,25 W 5 % 15 kΩ
2 résistances 0,25 W 5 % 18 kΩ
2 résistances 0,25 W 5 % 22 kΩ
1 résistance 0,25 W 5 % 27 kΩ
3 résistances 0,25 W 5 % 47 kΩ
3 résistances 0,25 W 5 % 100 kΩ
1 résistance 0,25 W 5 % 1,5 MΩ

1 potentiomètre ajustable miniature 2,2 kΩ
1 potentiomètre ajustable miniature 10 kΩ
2 potentiomètres ajustable miniature 220 kΩ

1 condensateur disque céramique 33 pF
1 condensateur disque céramique 47 pF
2 condensateurs polystirène ou mylar 1800 pF
1 condensateur mylar 10 nF
1 condensateur mylar 100 nF
1 condensateur tantale goutte 0,47 µF (16 V)
3 condensateurs tantale goutte 22 µF (16 V)
1 condensateur électrochimique tubulaire 2200 µF (16 V)

**TABLEAU 1**

| F | R vrai | composition |
|---|---|---|
| 300 | 17,3 kΩ | 10 kΩ + 10 kΩ ajust |
| 250 | 21,2 kΩ | 15 kΩ + 10 kΩ ajust |
| 200 | 26,6 kΩ | 18 kΩ + 10 kΩ ajust |
| 150 | 36,3 kΩ | 33 kΩ + 10 kΩ ajust |
| 100 | 55 kΩ | 47 kΩ + 22 kΩ ajust |
| 80 | 69,5 kΩ | 56 kΩ + 22 kΩ ajust |
| 60 | 93 kΩ | 82 kΩ + 22 kΩ ajust |
| 50 | 112 kΩ | 100 kΩ + 22 kΩ ajust |
| 40 | 141,5 kΩ | 120 kΩ + 47 kΩ ajust |
| 30 | 188 kΩ | 150 kΩ + 47 kΩ ajust |
| 20 | 282 kΩ | 220 kΩ + 100 kΩ ajust |
| 15 | 381 kΩ | 330 kΩ + 100 kΩ ajust |




# REALISEZ UN TUNER FM A AFFICHAGE DIGITAL

(5[e] partie)

**NOUS abordons aujourd'hui l'avant dernière partie de l'étude de notre tuner FM par la réalisation pratique du circuit de commutation à touches à effleurement ; réalisation qui sera suivie par l'essai du circuit et par sa mise en place dans le boîtier où il sera immédiatement opérationnel ; enfin nous étudierons les diverses possibilités au niveau de l'affichage digital de la fréquence puis nous proposerons le schéma que nous avons choisi.**

## Circuit des touches à effleurement

Nous avons indiqué, le mois dernier, le principe de fonctionnement ainsi que les schémas des différents sous-ensembles commandés par les touches à effleurement et assurant la sélection des stations préréglées ainsi que les commutations mono-stéréo et muting. Afin que cela soit sans équivoque ; nous vous présentons, en figure 1, le schéma complet de la carte support des circuits de commutation car certains éléments des différents circuits présentés le mois dernier sont communs du fait de leur présence sur le même circuit imprimé. Cela se manifeste en particulier au niveau des condensateurs de découplage des alimentations ainsi qu'à la résistance de retour à la masse des touches à effleurement. Par ailleurs le circuit de contrôle automatique de fréquence apparait sur ce schéma. C'est un simple sommateur à résistances entre la tension issue du potentiomètre d'accord, via les circuits de sélection des stations, et la tension d'AFC produite par la platine FI. Un condensateur de 0,1 $\mu$F élimine d'éventuelles influences parasites au niveau de cette tension utilisée pour commander les varicaps de la tête HF.

L'ensemble des composants de la figure 1, à l'exclusion des touches de commande, trouve sa place sur un circuit imprimé simple face dont le dessin à

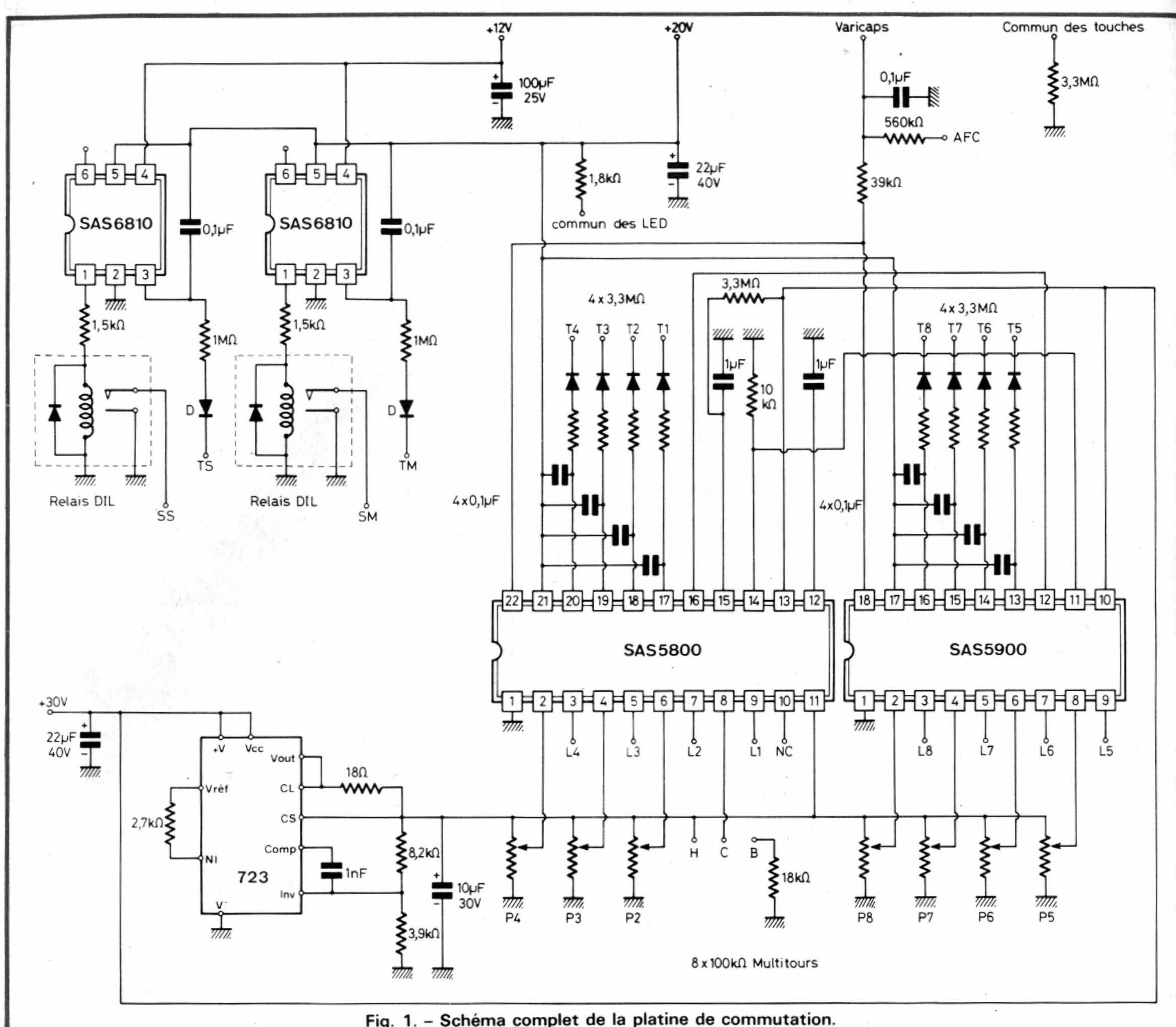



**Fig. 1. – Schéma complet de la platine de commutation.**

l'échelle 1 est indiquée figure 2.

La réalisation de ce circuit ne présente pas de difficulté, on s'assurera seulement du brochage et de la taille des potentiomètres ajustables de sélection des stations préréglées ainsi que du brochage des relais DIL choisis, ceux-ci étant différents selon la marque ainsi que l'indique la figure 15.

L'implantation des composants présentée figure 3 demande un peu plus d'attention en raison de la densité importante des composants. Le câblage commencera par la mise en place des straps assez nombreux. Attention à ne pas oublier celui passant sous le SAS 5800. Les supports de circuits intégrés (éventuellement) seront ensuite mis en place puis viendront les résistances et condensateurs.

Les indications mentionnées au niveau des points de raccordement correspondent à celles visibles sur la figure 1. La signification de plusieurs d'entre elles étant précisée plus avant dans cet article au niveau de l'étude de la mise en place dans le boîtier.

Les circuits intégrés ne seront pas mis en place pour l'instant, la mise en service de la platine va en effet être réalisée très progressivement. Le câblage sera par contre vérifié soigneusement ce qui permettra de passer en toute sécurité à l'étage suivant.

## Les essais

Le premier circuit à mettre en place est le 723 du régulateur + 23 V d'alimentation des potentiomètres des varicaps. Le montage sera ensuite essayé sur table car, en cas de problème, l'accessibilité à ses divers éléments sera ainsi excellente ce qui n'est plus le cas dans le boîtier.

Il faut, dans un premier temps, raccorder l'alimentation + 30 V et la masse. Mettez ensuite sous tension et vérifiez que vous disposez bien de + 23 V environ en sortie du régulateur (faites la mesure sur le point H du potentiomètre d'accord manuel par exemple).

Câblez ensuite le + 12 V et le + 20 V, mettez un SAS 6810 en place et vérifiez que :

– à la mise sous tension le relais correspondant reste bien décollé ;

– à chaque liaison établie entre TM ou TS (selon le SAS 6810 qui est câblé) et la borne « commune des touches » le relais change d'état. La liaison peut être établie (à ce stade des essais) au moyen d'un fil ou, si vous avez la peau assez douce au moyen des deux mains.

Mettez le deuxième SAS 6810 en place et vérifiez qu'il fonctionne de même.

Arrivé à ce stade des essais, il est nécessaire de faire une

petite modification au niveau de l'alimentation + 30 V. Modification consistant à enlever le 470 µF 40 V qui se trouve en sortie de celle-ci pour le remplacer par un 1 µF 40 V. Cette « modification » était prévue dès le départ mais ne devient utile que maintenant pour deux raisons :

1 - il n'est plus nécessaire que le filtrage du + 30 V soit très bon puisqu'un régulateur particulier (le 723 que nous venons de câbler) alimente les potentiomètres d'accord ;

2 - le fonctionnement correct des SAS 5800 et 5900 nécessite la présence du + 30 V avant le + 20 V ce qui est impossible avec un 470 µF en sortie de l'alimentation + 30 V en raison du temps de charge de celui-ci.

Par ailleurs, en raison de l'accroissement de consommation sur le + 30 V causé par les SAS 5800 et 5900, le courant de court-circuit de cette alimentation sera légèrement augmenté (voir HP n° 1654 de mars 1980, pour l'emplacement de ce réglage).

Vous pouvez alors mettre en place les SAS 5800 et 5900 et placer un voltmètre de résistance interne d'au moins 10 kΩ/volt sur la sortie varicaps du CI. Par ailleurs, placez un court-circuit (provisoire) entre C et H (cela revient à mettre le potentiomètre d'accord manuel avec son curseur en butée côté + 23 V). Mettez sous tension. Le voltmètre doit indiquer un peu moins de 23 V puisque, à la mise en marche le SAS 5800 commute automatiquement le potentiomètre à sa patte 8 et que ce potentiomètre est remplacé ici par le court-circuit C-H. Vous mesurez donc, à l'erreur introduite par la 39 kΩ en série avec votre voltmètre près, la tension de sortie du 723.

Reliez alors une touche $T_1$ à $T_8$ au point commun des touches, et vérifiez une fois la liaison relâchée que l'indication du voltmètre suit bien la rotation du curseur du potentiomètre $P_2$ à $P_8$ qui a été sélectionné.

Arrêtez le montage et mettez-le à nouveau sous tension plusieurs fois de suite pour

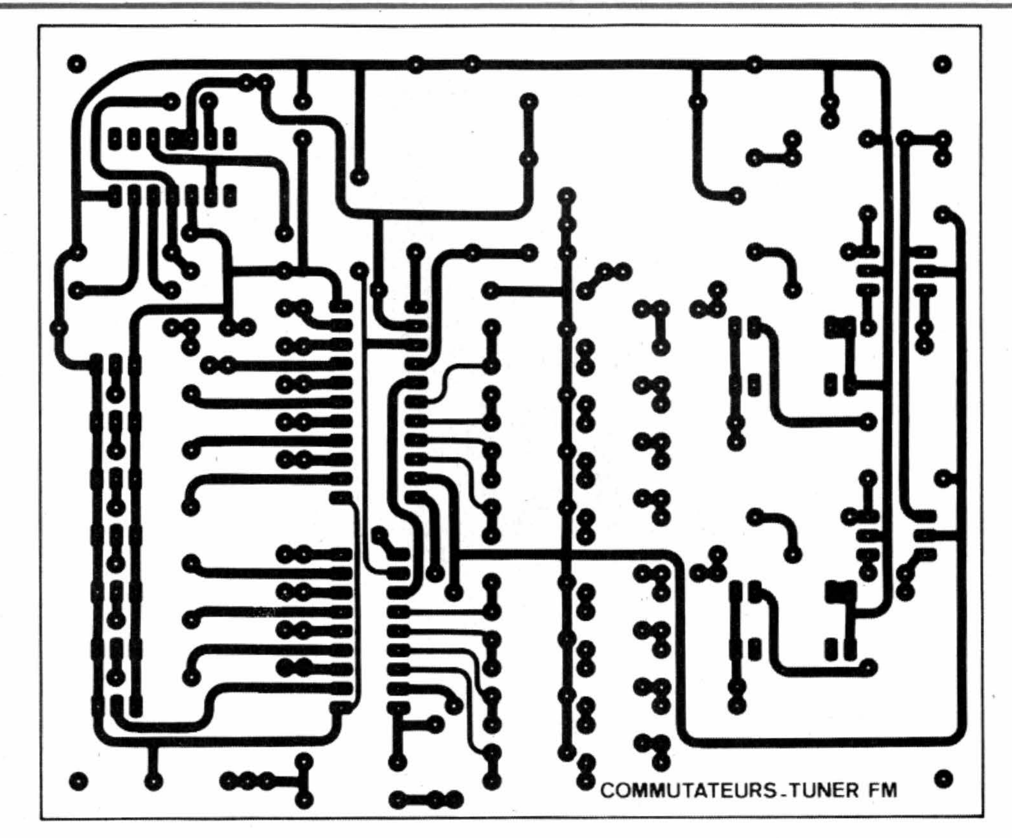



**Fig. 2. – Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé des commutateurs à touches à effleurement, vu côté cuivre.**

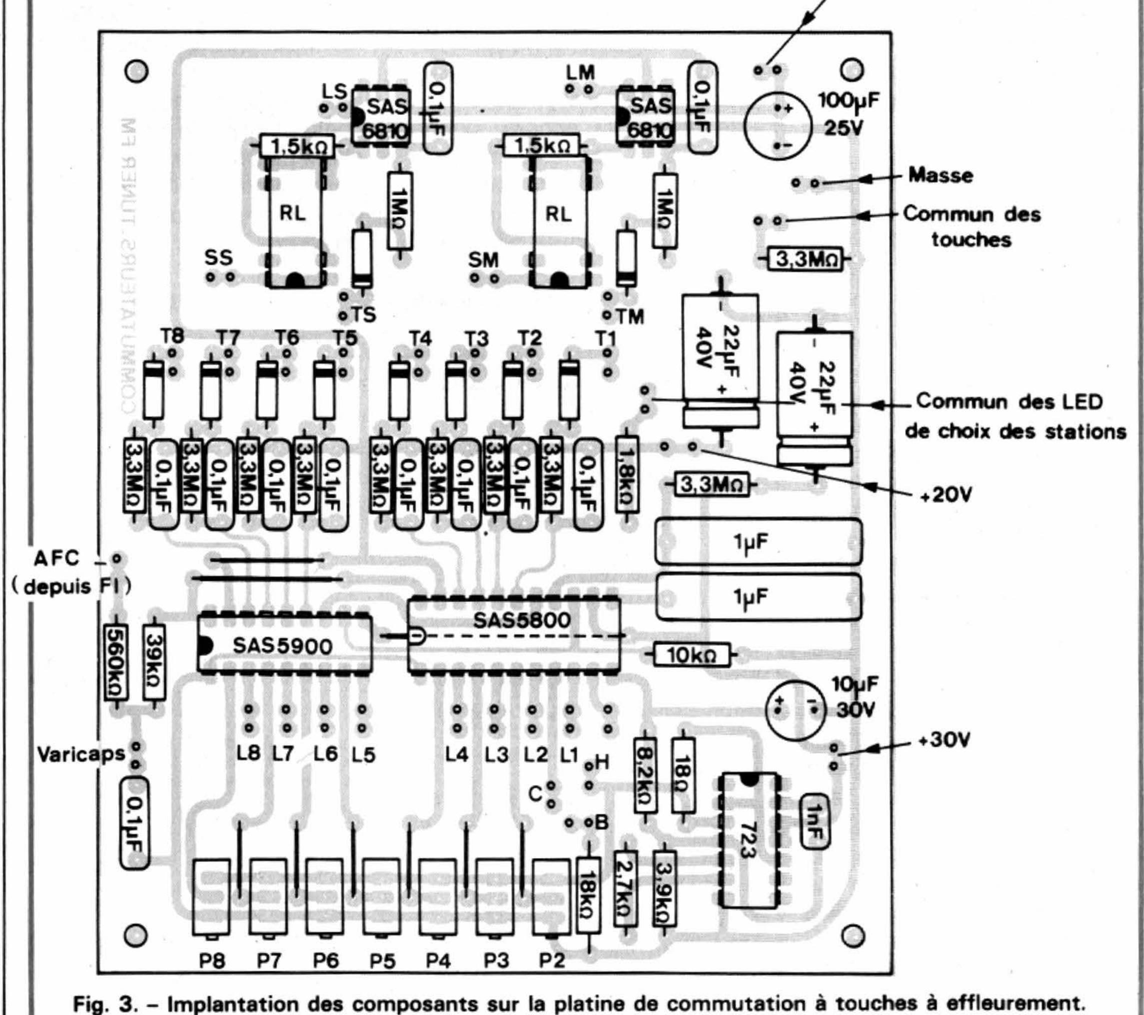



**Fig. 3. – Implantation des composants sur la platine de commutation à touches à effleurement.**

vous assurer que le SAS 5800 commute bien toujours sur sa patte 8 (où sera relié l'accord manuel).

Le seul problème que vous puissiez rencontrer, hormis une erreur de câblage ou un composant défectueux (plus improbable) peut provenir des alimentations + 20 V et + 30 V qui ne satisfont pas à la condition du + 30 V présent avant le + 20 V. Si par extraordinaire c'est le cas, augmentez encore le courant de court-circuit de l'alimentation + 30 V et diminuez celui de l'alimentation + 20 V (attention ! ne le diminuez pas trop, la limite étant matérialisée par la baisse du + 20 V lorsque ce courant atteint la valeur consommée par les éléments raccordés sur le + 20 V). A l'extrême limite, augmentez à 100 $\mu$F le 27 $\mu$F du + 20 V de la carte et diminuez à 10 $\mu$F le 27 $\mu$F du + 30 V.

Ces modifications de condensateurs chimiques ne se sont cependant pas avérés nécessaires sur les trois tuners réalisés selon ce schéma.

Si vous envisagez d'utiliser des LED au niveau de chaque touche de station, vous pouvez vérifier le fonctionnement des SAS 5800 et 5900 à leur niveau. Reliez l'anode d'une LED au point marqué « commun des LED » et touchez avec sa cathode les sorties $L_1$ à $L_8$. Seule la sortie correspondant au potentiomètre activé doit allumer la LED.

Si ces essais ont été concluants, vous pouvez envisager la mise en boîte de ce circuit non sans avoir au préalable résolu le problème du clavier à touches à effleurement.

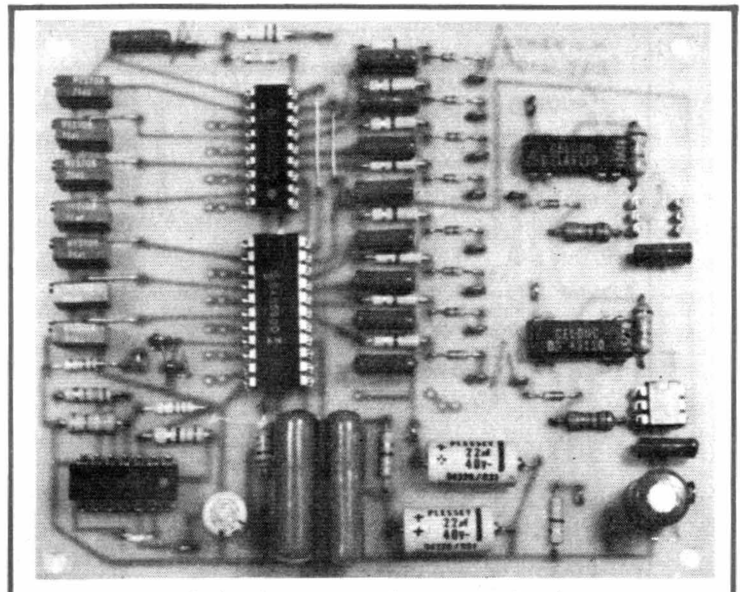


**Photo A. – La platine de commutation par touches à effleurement ; il manque un SAS 6810.**

## Le clavier

Avant d'entreprendre la réalisation de ce tuner, nous avons longuement cherché un clavier à touches à effleurement dans le commerce des composants électroniques, sans aucun succès. Les seuls éléments proposés étant les blocs complets (clavier + électronique) équipant les récepteurs TV. La solution « amateur » la plus simple à employer qui nous est venue à l'esprit suite à ces recherches est celle du circuit imprimé. On réalise un circuit dont un exemple de dessin est fourni en figure 4 (cet exemple n'étant pas à suivre à la lettre) ; on grave ce circuit aussi précisément que possible pour des raisons évidentes d'esthétique et on le monte de façon à dissimuler les pistes de liaison aux pastilles de contact. Un exemple étant, ici encore, donné figure 5. Cette solution présente cependant plusieurs inconvénients que nous vous indiquons, en toute honnêteté ci-après :

– le circuit imprimé s'oxydera à la longue, particulièrement au contact des doigts et les « touches » prendront un aspect cuivre sale du plus mauvais effet ;

– si les touches sont vernies pour éviter l'oxydation, les circuits SAS 5800 et 5900 ne fonctionneront plus correctement puisque le vernis est isolant ;

– l'étamage chimique des touches est possible mais n'empêchera pas, à la longue, l'oxydation, quant à l'étamage au rouleau (à la soudure si vous préférez), il ne « fait pas très joli » ;

– la seule solution satisfaisante semble être la dorure (même chimique), mais nous avouons notre ignorance en ce qui concerne l'utilisation de ce procédé au niveau amateur.

Par ailleurs, plusieurs amis lecteurs astucieux nous ont proposé des solutions, parfois très intéressantes, mais en raison des problèmes de réalisation mécanique auxquels elles conduiraient, nous ne pouvons les décrire dans le cadre de la revue.

En ce qui concerne l'auteur, la difficulté a été tournée en utilisant un clavier à touches « classiques » c'est-à-dire faisant appel à des touches genre machine à calculer qui font contact lorsque l'on appuie dessus et qui reviennent spontanément à leur position d'équilibre. Ces touches peuvent parfaitement convenir à la place des touches à effleurement. De plus le choix est très vaste puisqu'il en existe des formes les plus diverses, avec LED, sans LED, etc.

Nous avons, pour notre part, utilisé des modèles que nous avions dans nos tiroirs, de la marque Schadow, et avons, pour les supporter, réalisé un circuit imprimé très simple dont la fonction est presque plus mécanique qu'électrique et dont le dessin est indiqué figure 6.

Il est évident qu'un tel dessin doit être adapté à vos touches, le seul point à prendre en

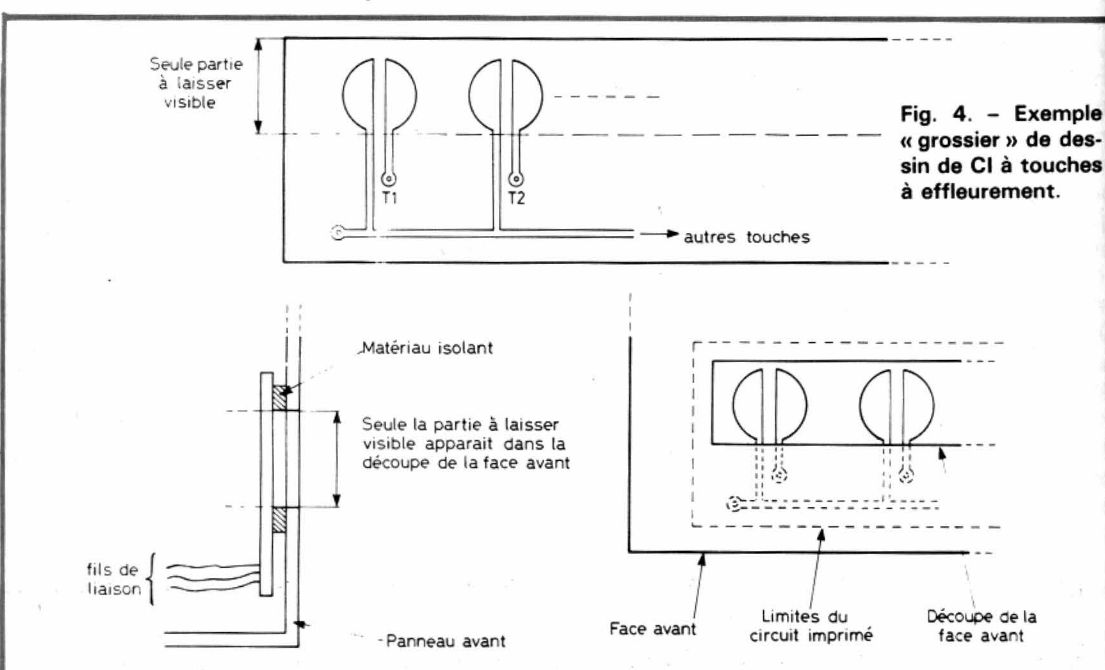



**Fig. 4. – Exemple « grossier » de dessin de CI à touches à effleurement.**

**Fig. 5. – Exemple de montage du circuit de la figure 4 (le dessin n'est pas à l'échelle).**

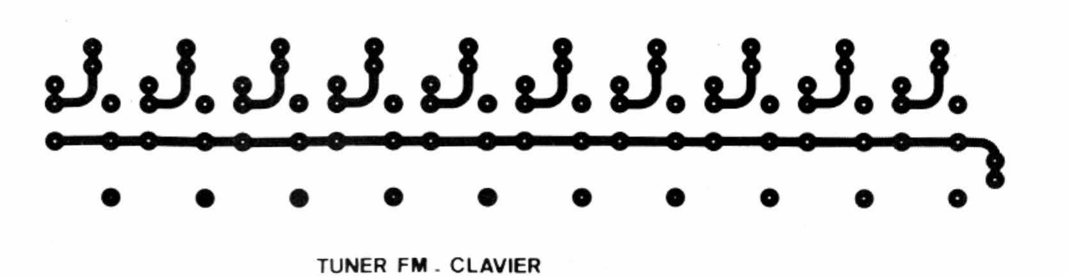



**Fig. 6. – Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé du clavier, vu côté cuivre.**

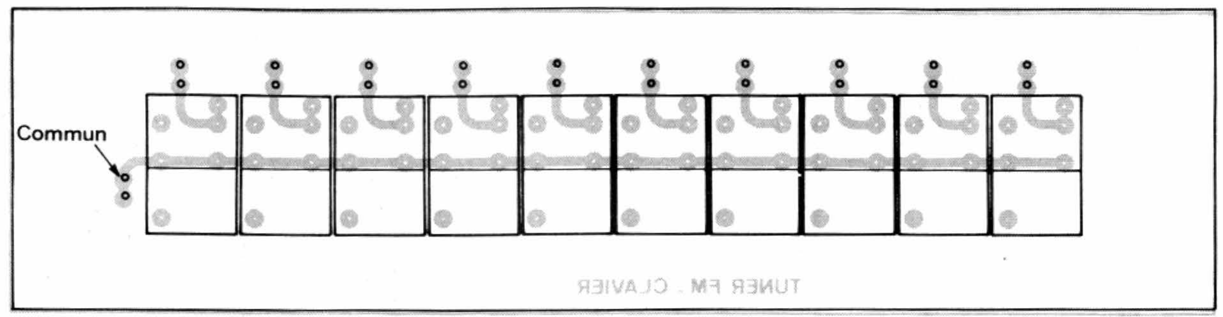



**Fig. 7. – Implantation des composants sur le circuit imprimé du clavier.**

compte étant que les touches ont toutes un point commun (celles des stations préréglées comme celles du muting et de mono-stéréo et que le contact doit être établi en appuyant (cela tombe sous le sens mais attention au brochage si, comme nous, vos touches sont en fait des inverseurs).

Quelle que soit la solution adoptée, touches à effleurement ou clavier, vous devez disposer de dix touches ayant un point commun avec le circuit imprimé comme support ; sous réserve que vous avez le même boîtier que nous, ses dimensions ne doivent pas excéder 170 sur 50 mm.

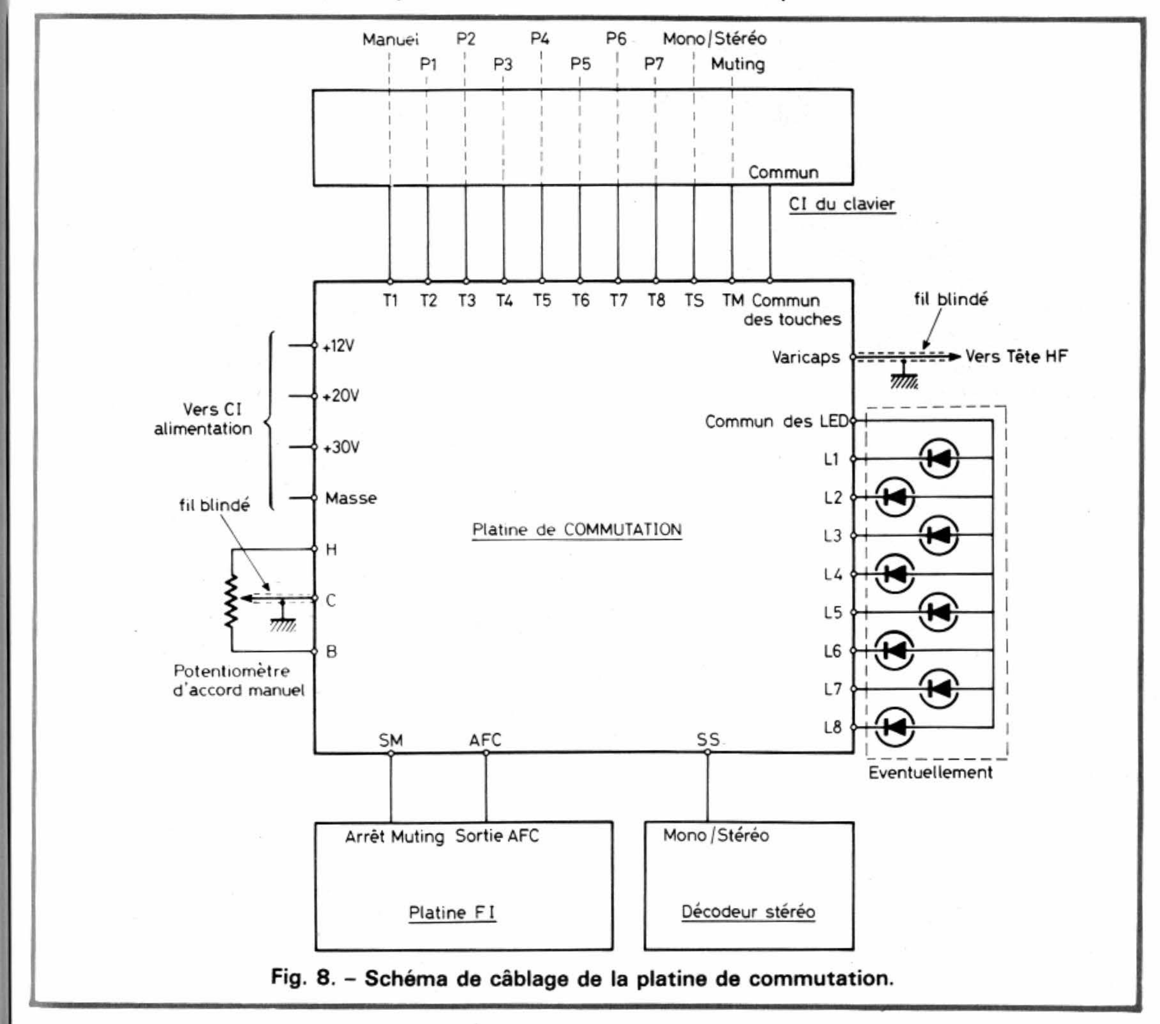



**Fig. 8. – Schéma de câblage de la platine de commutation.**

## Mise en place

Celle-ci est relativement simple à réaliser, les photos qui accompagnent cet article étant assez explicites à ce sujet ; le circuit de commutation est placé au milieu de l'emplacement central vide du tuner, le circuit des touches étant monté verticalement contre la face avant. Il faut bien sûr prévoir, en face arrière, des trous permettant d'accéder de l'extérieur du tuner aux potentiomètres de préréglage des stations. N'oubliez pas non plus que ce circuit sera entièrement recouvert par un circuit de taille identique supportant l'affichage digital.

Le câblage est relativement simple et est grossièrement schématisé figure 8. Les schémas théoriques étant là en cas de doute. Si le montage a été essayé sur table, il ne doit y avoir aucun problème et l'ensemble doit fonctionner dès la mise sous tension.

En raison de l'accroissement de consommation sur le + 30 V le radiateur à ailettes du balast + 30 V est indispensable à ce stade de la réalisation de même qu'un petit L en aluminium de 2 cm sur 3 cm environ sur le régulateur du + 12 V.

Quelques remarques sont

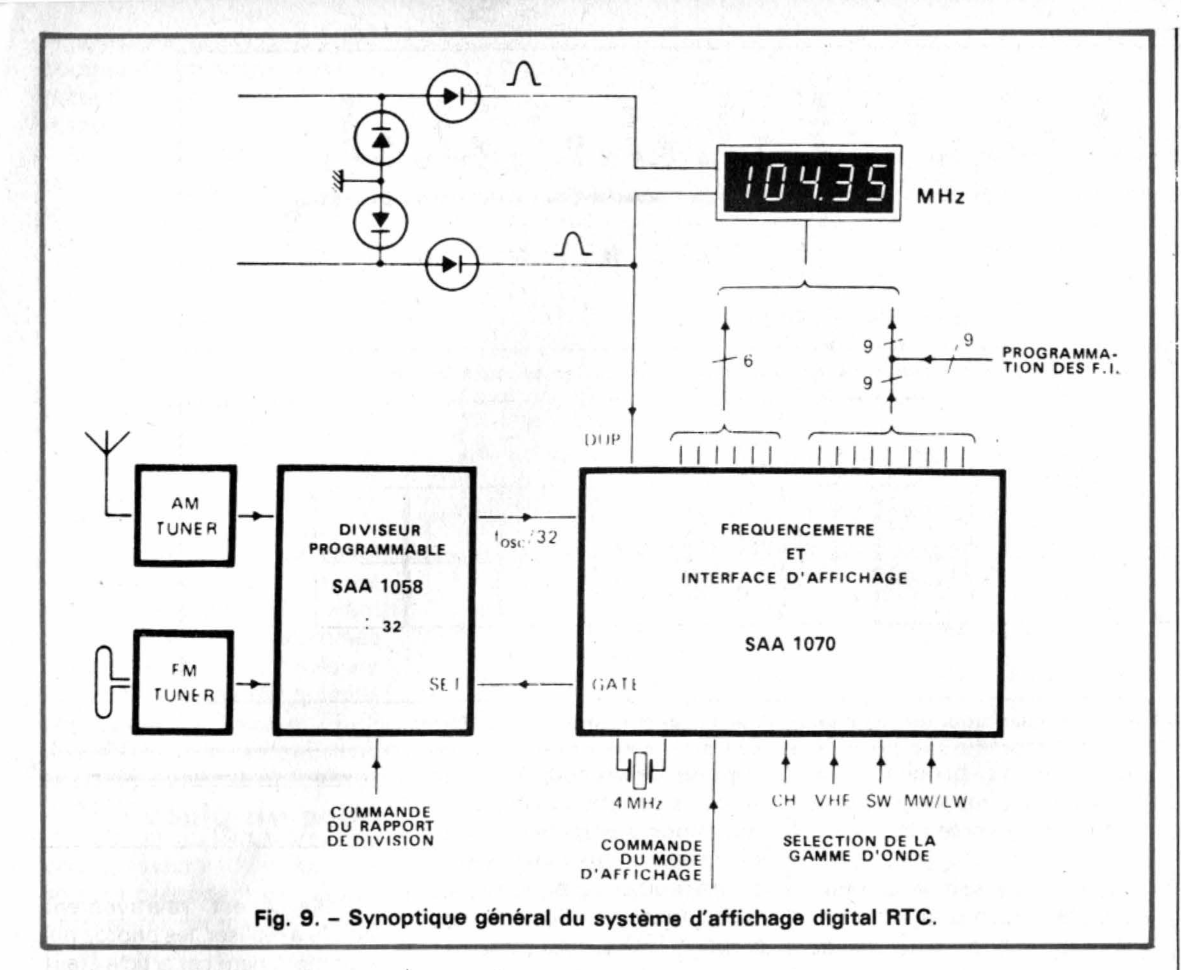



**Fig. 9. – Synoptique général du système d'affichage digital RTC.**

**encore indispensables avant de passer à la suite :**

**– la liaison curseur du potentiomètre d'accord manuel au circuit des SAS de même que la liaison sortie « varicaps » du circuit des SAS à la tête HF sont à réaliser impérativement en fil blindé BF dont le blindage sera mis à la masse à une extrémité. Si tel n'est pas le cas, un léger ronflement sera audible en permanence, causé par la modulation de fréquence parasite introduite par les inductions de 50 Hz sur la tension d'alimentation des varicaps ;**

**– les potentiomètres de préréglage des stations n'ayant pas de résistance talon côté masse,** si leur curseur se trouve vers cette extrémité le comportement de la tête HF peut être bizarre ; cela ne présente aucun danger pour celle-ci, les bruits constatés étant dus au fait que la tension de commande des varicaps est trop faible et que celles-ci se mettent à se comporter comme des diodes normales empêchant tout accord sur une station. Il n'est donc pas possible de descendre en dessous de la gamme FM normalisée (87,5 MHz).

Toutes ces considérations étant vues, le seul élément manquant du tuner est certainement le plus attractif puisqu'il s'agit de...

## L'affichage digital

Depuis quelques temps les fabricants de circuits intégrés font de gros efforts dans ce domaine et nous essayons de nous en rendre compte puisque deux systèmes d'affichage digital ont été décrits dans la revue ce sont :

– en décembre 1979, n° 1651, un ensemble d'affichage AM/FM faisant horloge à l'arrêt du tuner, équipé d'un AY-3-8112 ou 8114 de General Instrument, par l'auteur de ces lignes.

– en mars 1980, n° 1654, un ensemble d'affichage AM/FM à cristaux liquides utilisant des circuits Siemens, par M. E. Lemery.

Il va de soi que ces deux ensembles sont utilisables sur notre tuner, nous donnerons d'ailleurs le mois prochain, lors de la réalisation pratique de l'affichage, les indications utiles à leur adaptation en ce qui nous concerne.

La technique évoluant très vite, c'est encore un système différent que nous allons vous présenter aujourd'hui. Il fait appel à des circuits RTC disponibles aisément sur le marché français et dont la particularité n'est pas frappante. En effet ce dispositif utilise des afficheurs à LED bien classiques (sans aucun transistor extérieur cependant, ceux-ci étant intégrés), n'indique pas l'heure... etc. La particularité consiste à utiliser un affichage duplex commuté au passage par 0 des alternances du secteur ce qui permet de diminuer dans des proportions considérables le bruit engendré par le multiplexage de l'affichage qui est un problème commun à tous les tuners de ce type. Nous allons revenir ci-après sur ce type particulier de fonctionnement mais examinons au préalable le synoptique de l'ensemble présenté figure 9.

Nous y voyons deux circuits principaux, le SAA 1058 qui est un diviseur programmable recevant les signaux des oscillateurs locaux AM et FM et le SAA 1070 qui regroupe en un seul boîtier toute la logique de comptage de fréquence, de « duplexage » des afficheurs, de soustraction de la fréquence intermédiaire, de programmation de celle-ci et de commande des afficheurs.

Nous remarquons d'autre part sur ce synoptique qu'une tension alternative est, après redressement monoalternance appliquée d'une part sur les afficheurs et d'autre part sur l'entrée DUP du circuit, cette tension sert à commander les circuits de fonctionnement en duplex de l'affichage que nous allons expliquer maintenant.

La figure 10 rappelle le principe de fonctionnement d'un affichage multiplexé classique, à l'instant $t_0$ le code correspon-

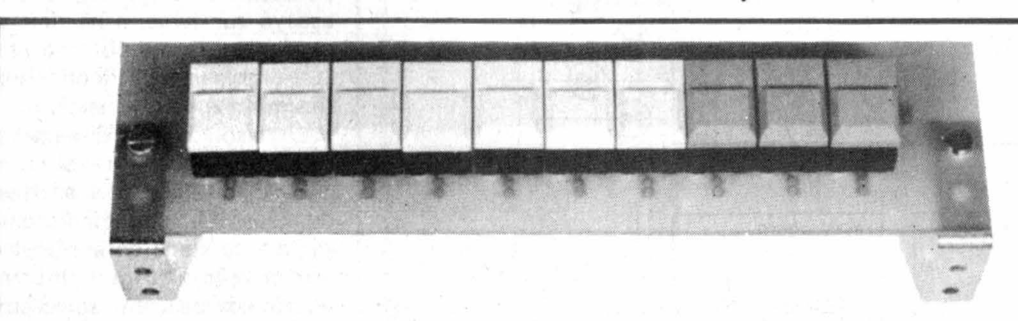


**Photo B. – Le circuit du clavier à touches « classiques », les touches de couleur correspondent à accord manuel, mono/stéréo et muting.**

dant au premier chiffre est présenté sur les sorties du circuit de commande tandis que la sortie anode (cas d'afficheurs à anode commune) de l'afficheur 1 passe au + V. Le premier afficheur s'allume donc ; à l'instant $t_1$, c'est le code du deuxième chiffre qui apparaît sur les sorties du circuit tandis que $A_2$ passe du +V et ainsi de suite selon un processus cyclique qui, s'il se renouvelle assez rapidement permet de croire que tous les afficheurs sont allumés simultanément en raison de la persistance des impressions rétiniennes. Ce procédé présente cependant un grave défaut lorsqu'il est utilisé dans des postes radio, en effet, la commutation des signaux aux sorties du circuit de multiplexage étant en fait une succession de signaux rectangulaires ; des harmoniques de rang élevé sont générés et viennent perturber les circuits de réception ce qui impose, lors de l'utilisation d'un tel système, d'établir un blindage sérieux entre la partie HF et FI et les circuits d'affichage.

La technique utilisée ici, de l'affichage duplex, nécessite un peu plus de pattes sur le circuit de commande des afficheurs mais ne génère plus aucun parasite radio. En effet, ainsi que le montre la figure 11, les afficheurs sont divisés en deux groupes, au sein d'un groupe les segments homologues sont reliés entre eux et aboutissent à un groupe de sorties du circuit de commande. Les anodes (cas d'afficheurs à anodes communes) des afficheurs sont reliées à une alimentation alternative redressée en monoalternance et dont les sorties $DUP_1$ et $DUP_2$ sont en « opposition de phase » (ce n'est pas le terme exact mais c'est le plus approchant) ce qui veut dire que quand une tension est présente sur $DUP_1$, $DUP_2$ est à zéro et vice versa. Le fonctionnement est alors facile à comprendre ; quand $DUP_1$ est différent de zéro, $A_1$ et $A_3$ peuvent s'allumer. Le circuit présente donc le chiffre de $A_1$ sur ses sorties groupe 1 et le chiffre de $A_3$ sur ses sorties groupe 2 ; quand $DUP_2$ est différent de zéro, $A_2$ et $A_4$ peuvent s'allumer et le circuit pré-

**Fig. 10. – Principe de l'affichage multiplexé.**

**Fig. 11. – Principe de l'affichage duplex.**

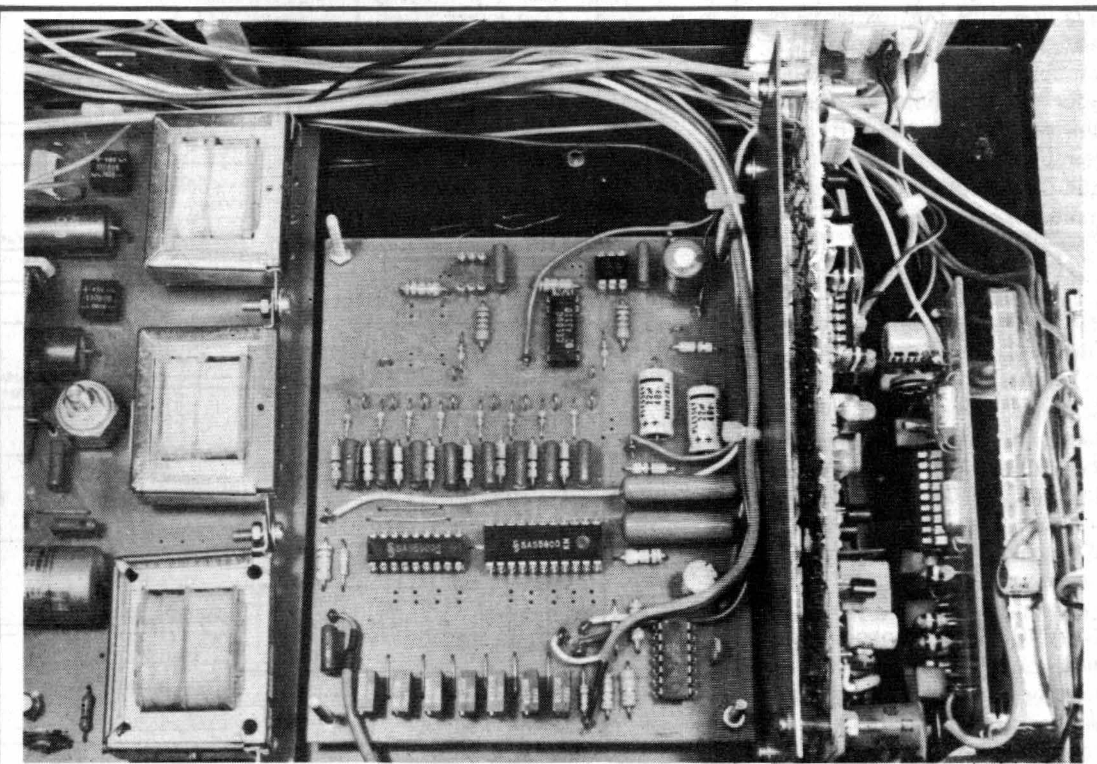


**Photo C. – Mise en place de la platine de commutation dans le boîtier, si vous avez suivi nos indications, la place libre doit être de taille juste suffisante.**

sente le chiffre de $A_2$ sur ses sorties groupe 1 et celui de $A_4$ sur ses sorties groupe 2. Cela explique pourquoi le signal $DUP_2$ (ou $DUP_1$) entre sur le circuit de commande afin de l'informer de ce qui peut s'allumer. L'avantage principal réside dans le fait que le changement d'état des sorties groupe 1 et groupe 2 a lieu au passage par zéro des demi-alternances $DUP_1$ et $DUP_2$. Cette commutation a donc lieu à courant nul ou très faible et ne génère aucun parasite. L'inconvénient est qu'il faut, pour un affichage à quatre chiffres, deux fois plus de pattes sur le circuit de commande que dans le cas d'un affichage multiplexé.

Ceci étant vu, nous pouvons examiner plus en détail les deux circuits du synoptique de la figure 9 en commençant par le plus simple à savoir : le prédiviseur SAA 1058. Son synoptique interne est visible figure 12 et est très clair. Nous y voyons un préamplificateur d'entrée différentiel à très haute sensibilité permettant de relier directement le SAA 1058 aux oscillateurs AM ou FM sans préampli externe ; suivi d'un étage diviseur par 32 ou 33, le choix du rapport de division étant réalisé au moyen de la patte 13. Ce compteur dispose de plus d'une entrée de synchronisation dont nous verrons le rôle plus avant, en patte 15.

La sortie de ce diviseur attaque un ensemble d'amplificateurs et de transistors divers rendant la sortie du circuit compatible TTL, MOS ou ECL selon les connexions externes effectuées. L'ensemble tient dans un boîtier 16 pattes et consomme de façon non négligeable comme tous les circuits très rapides.

Le gros avantage de ce circuit sur les fréquencemètres pour tuner est à notre avis sa très grande sensibilité d'entrée.

Le circuit principal de cet ensemble d'affichage digital est un peu plus complexe ainsi que le montre son synoptique indiqué figure 13.

Nous allons en étudier rapidement les éléments principaux et décrire sommairement le fonctionnement en nous limitant aux parties indispensables à la bonne compréhension du schéma du circuit d'affichage complet. Nous y voyons :

– le circuit de décodage et de commande des LED assurant le fonctionnement en duplex ainsi que nous l'avons exposé, le rôle des différentes sorties sera précisé par le schéma complet.

– un compteur de fréquence à 18 bits qui peut être sélectionné dans une gamme de 15 à 24 fréquences intermédiaires programmables de l'extérieur du circuit, pour les diverses gammes d'onde ;

– une mémoire morte (ROM) stockant les valeurs correspondantes aux différentes fréquences intermédiaires susceptibles d'être choisies ;

– un circuit de préréglage des FI qui prélève la position de certaines résistances externes au circuit pour connaître ainsi la FI choisie et l'indiquer à la ROM précédente ;

– un comparateur à 16 bits comparant (!) la fréquence mesurée et la fréquence affichée et renouvelant l'affichage seulement s'il y a divergence sur trois mesures consécutives. Cette possibilité très intéressante permet de supprimer le changement continuel du dernier chiffre le moins significatif propre à un certain nombre de tuners à affichage digital.

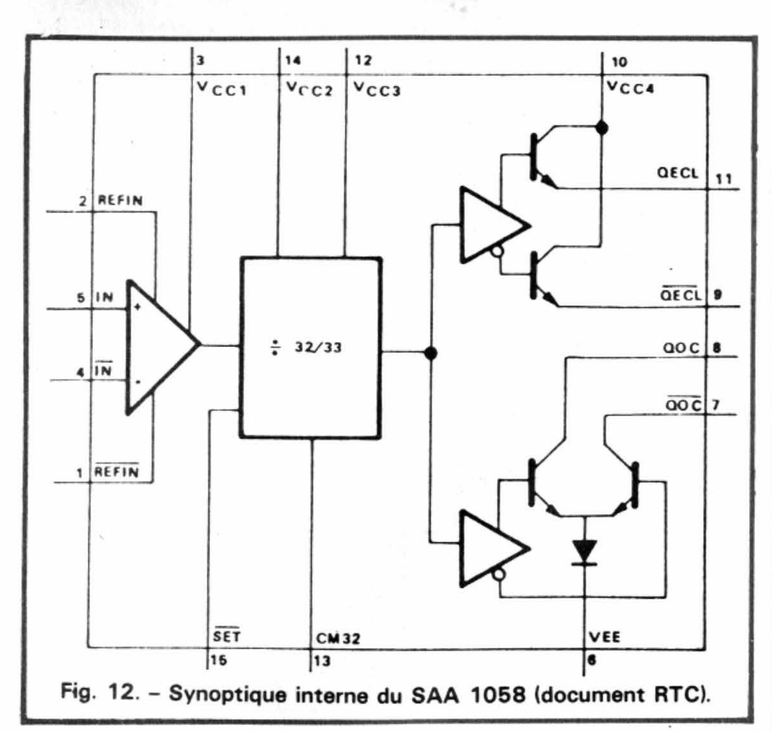


Fig. 12. – Synoptique interne du SAA 1058 (document RTC).

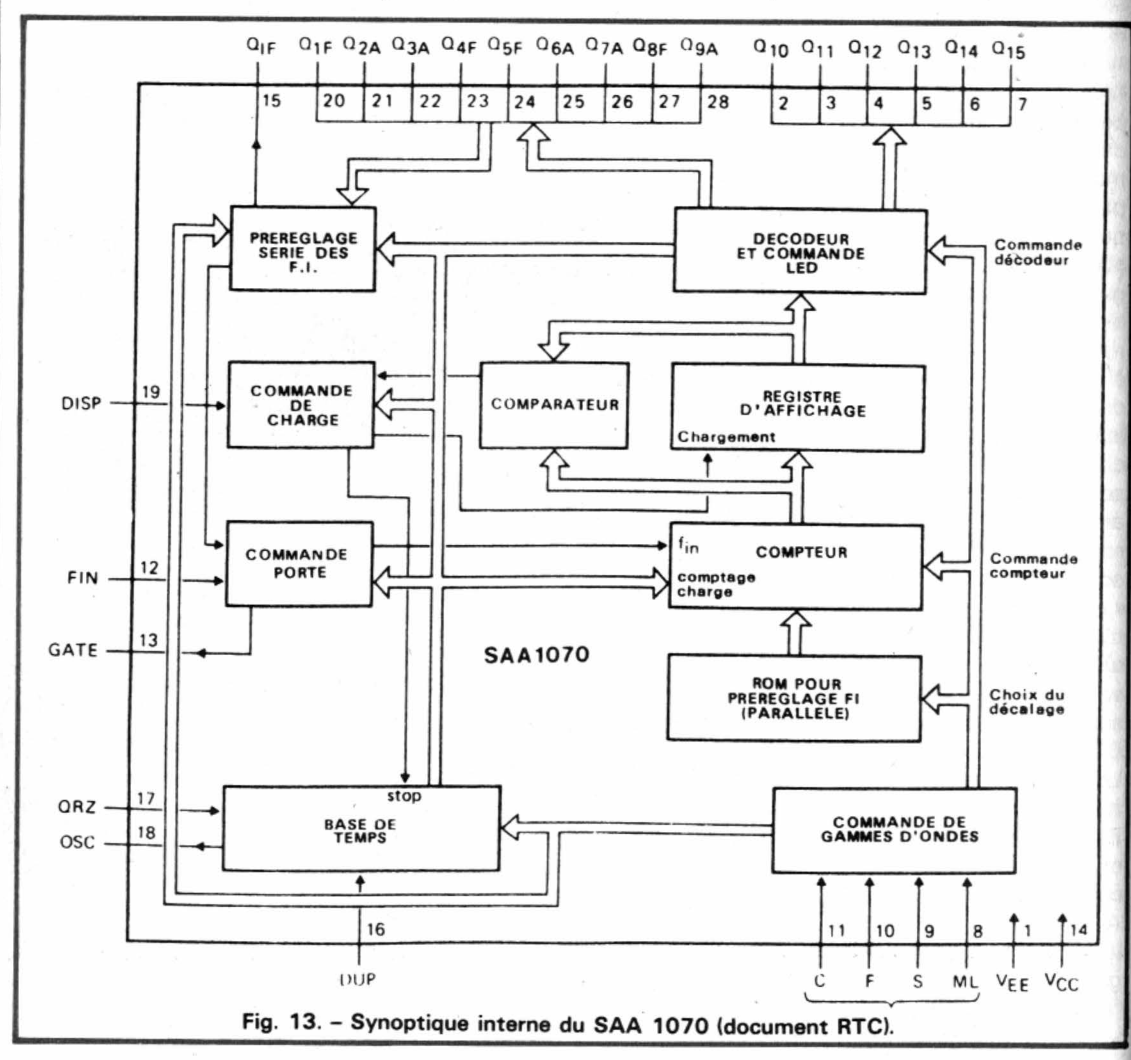


Fig. 13. – Synoptique interne du SAA 1070 (document RTC).

Signal d'entrée duplex

Intervalle de temps — 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 12 14 16 18 20

Départ commandé par le signal DUP

Fonctionnement des bornes Q1F à Q9A en « entrées «

Transfert parallèle du préréglage FI dans les étages compteurs, mémorisation du choix de FI

Exécution du préréglage série des FI

Comptage des impulsions d'entrée (GATE = 1)

Comparaison des contenus Registres/Compteurs

Arrêt de commande lorsque la comparaison précédente est différente 3 fois de suite

Transfert du dernier résultat de mesure dans les registres affichage

Arrêt de commande

**Fig. 14. – Cycle de commande d'opération du SAA 1070, en fonctionnement avec réduction du « papillottement ».**

Une base de temps interne pilotée par un quartz à 4 MHz gère toute la logique conformément aux informations données par tous les sous-ensembles et en particulier par le circuit de sélection de gammes d'ondes.

Ce circuit réussit à rentrer dans un boîtier n'ayant que 28 pattes ce qui est une belle performance compte tenu des très grandes possibilités de programmation externes.

Nous allons maintenant, au moyen de la figure 14, analyser succinctement une séance de mesure et d'affichage de fréquence. Avant toute chose il faut savoir qu'une séquence commence toujours sur le front descendant du signal appliqué à l'entrée DUP ; dès lors la séquence est divisée en 20 intervalles égaux constitués par un certain nombre de périodes du signal à 4 MHz de la base de temps.

Pendant l'intervalle 1 les pattes 20 à 28 de commande de l'affichage sont commutées en entrées et explorées par le circuit pour déterminer les résistances qui y sont connectées et pour connaître ainsi la valeur de la FI (Fréquence Intermédiaire). Cette valeur est alors emmagasinée dans le circuit de décalage.

Pendant l'intervalle 2, le contenu de la ROM de décalage FI est chargé dans le compteur conformément à la sélection prise en compte pendant l'intervalle précédent.

Pendant l'intervalle 3, le nombre d'impulsions de compensation des FI requis est chargé dans le compteur de fréquence et les bornes 20 à 28 sont commutées à nouveau en sorties de commande des afficheurs.

Pendant l'intervalle 4, la base de temps, programmée conformément au circuit de sélection de gamme d'onde fournit une période de mesure de durée appropriée.

A la fin de l'intervalle 4, la sortie GATE du SAA 1070 passe à l'état haut ce qui rend active l'entrée SET du prédiviseur et initialise le train d'impulsions sortant de celui-ci (à la fréquence de l'oscillateur local divisée par 32 ou 33 selon le choix qui a été fait) ; ce train d'impulsion entre sur la borne 12 du SAA 1070 et passe dans une porte fixant la période de comptage. A la fin du 14e intervalle la base de temps inhibe les impulsions de comptage en fermant la porte.

L'intervalle 15 est libre.

Pendant l'intervalle 16, les bits les plus significatifs du compteur de fréquence sont comparés avec le contenu du registre d'affichage. S'il y a une différence, un compteur à deux bits est incrémenté de 1. Si le contenu de ce compteur est inférieur à 3 la séquence passe à travers les intervalles 17, 18 et 19 sans aucune action. Si le contenu du compteur et le contenu du registre d'affichage sont identiques, le compteur à deux bits est remis à zéro et la séquence passe à travers les intervalles 17, 18 et 19 sans aucune action. Si le compteur a atteint 3 (c'est-à-dire si la mesure est différente de la valeur affichée pour la troisième fois consécutive) la base de temps est arrêtée avant le passage à l'intervalle 17.

Pendant l'intervalle 17 le système attend le flanc descendant de la demi-sinusoïde suivante qui apparaît sur l'entrée DUP. La base de temps repart et passe à l'intervalle suivant.

Pendant l'intervalle 18, les contenus du compteur de fréquence sont chargés dans le registre d'affichage et l'affichage est alors modifié pendant le passage à zéro de la tension de commande.

L'intervalle 19 est libre.

Voilà rapidement décomposée la phase de mesure de fréquence du SAA 1070, les explications qui sont données sont très largement suffisantes pour pouvoir comprendre le schéma théorique, toutefois les lecteurs intéressés par ce circuit peuvent acquérir auprès de RTC la note d'application LNA 133 qui étudie en détail les SAA 1058 et SAA 1070.

Il va de soi également que la compréhension de cette étude n'est pas indispensable à la réalisation de la platine d'affichage digital, mais nous estimons qu'il est plus satisfaisant pour l'esprit, lorsque l'on réalise quelque chose de ses mains, de savoir, même approximativement, comment « ça marche ».

## Conclusion

Nous vous présenterons le mois prochain le schéma théorique complet de ce circuit d'affichage digital ainsi que l'étude de sa réalisation, nous le mettrons en place dans le tuner et ce sera la conclusion définitive de cette description avec quelques oscillogrammes relevés aux points « névralgiques » du tuner. Nous vous expliquerons également comment adapter les deux systèmes d'affichage précités à notre tuner afin que vous ayez ainsi la plus grande liberté de choix possible. ...à suivre...

**C. TAVERNIER**

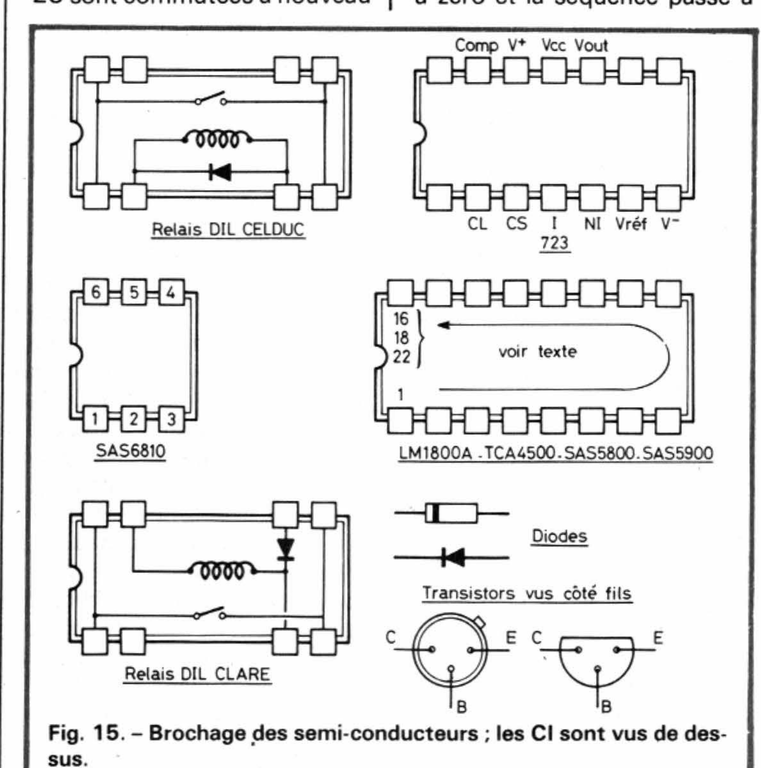
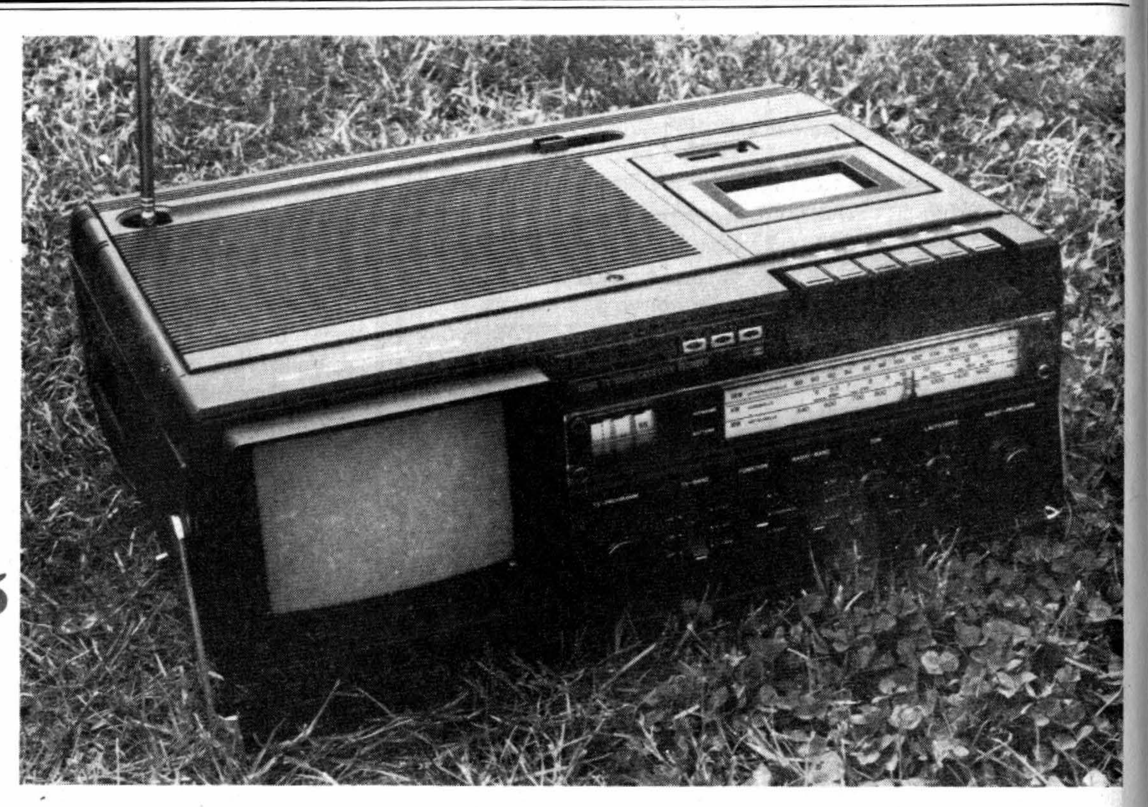



**Fig. 15. – Brochage des semi-conducteurs ; les CI sont vus de dessus.**

# LE COMBINÉ RADIO-CASSETTE Téléviseur couleur ORION 7725



CE type d'appareil ne va pas tarder à entrer dans les mœurs. Après les téléviseurs portatifs, après les radio-cassettes, ce sont les combinés radio-cassette-téléviseur qui entrent en scène, ce n'est pas très nouveau. Par contre, ici, la couleur pénètre le petit écran. Un écran dont la diagonale prend une dimension compatible avec la vocation portative du produit. Par contre, comme vous pouvez vous y attendre, la consommation rendra l'usage de l'instrument peu économique, la couleur est, malgré les progrès constants de l'électronique, gourmande en énergie électrique.

Le téléviseur se présente comme un bloc de 434 mm de long sur 153 de profondeur et 304 m de hauteur. L'écran est situé sur la face avant lorsque l'appareil repose sur un grand côté. Le haut-parleur est alors à la partie supérieure de l'appareil, ainsi que la porte donnant accès à la cassette.

Certaines commandes propres à la télévision sont installées sur le côté gauche, le droit est réservé à l'alimentation et à des prises audio. Les commandes essentielles, celles que l'on manipulera le plus souvent sont prévues sur la face avant.

L'accord de la télévision se fait sur trois bandes de fréquence. Un cadran à tambour porte les numéros des canaux, un sélecteur commute la bande de fréquence. L'appareil est initialement conçu pour l'Allemagne, pays dont les normes de télévision sont différentes. Ces différences portent sur plusieurs paramètres dont la polarité du signal vidéo. La couleur est comme chacun sait confiée au système PAL.

Une modification interne a donc été faite pour permettre la réception suivant le système français. Un commutateur PAL/SECAM a donc été installé, il correspond avec des modules ajoutés aux circuits originaux du téléviseur.

Les commandes latérales permettent de régler la qualité de l'image, nous trouvons par exemple un bouton de contraste, un de lumière et un de couleur, une touche permet de rmplacer les réglages manuels par un réglage moyen, cette touche met également en service la commande automatique d'accord. La réception peut se faire sur l'antenne télescopique, nous recommanderons d'utiliser une antenne plus sensible surtout lorsqu'on s'éloignera de quelques dizaines de kilomètres de l'émetteur, l'image perdant assez vite ses qualités lorsque le signal devient trop faible. Un commutateur fait basculer les circuits sur l'antenne choisie. Le tube est muni d'un démagnétiseur manuel, comme ce dispositif demande de l'énergie, il n'est pas mi en service à chaque mise sous tension.

La radio dispose de trois gammes d'ondes, malheureusement, les grandes ondes manquent, c'est dommage compte tenu de la vocation de l'appareil. Par contre, on appréciera à juste titre la modulation de fréquence dont la qualité musicale n'a plus besoin d'être démontrée. Dommage que les stations soient si peu nombreuses...

La réception des ondes moyennes et courtes se fait sur une ferrite interne, cette ferrite s'oriente en même temps que le poste.

La section magnétophone est tout à fait traditionnelle, la mono est de rigueur, comme d'ailleurs en modulation de fréquence. La cassette peut recevoir un programme musical issu de la radio ou encore enregistrer la télévision, à moins que l'on en préfère le micro interne ou un signal venu de l'extérieur.

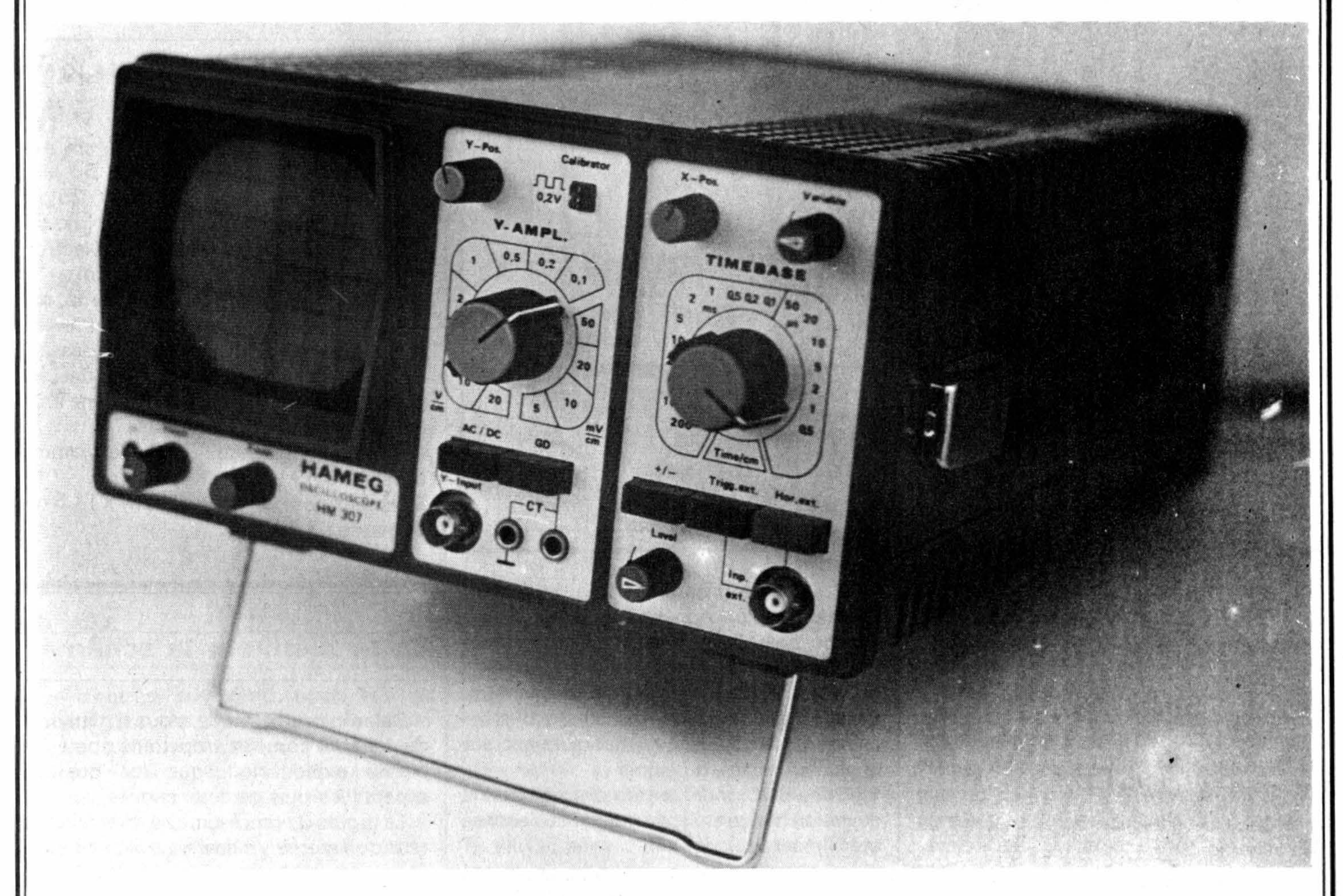
L'alimentation interne se fait sur piles, il en faut 10 de la plus grosse taille pour assurer l'alimentation. Comme l'appareil consomme environ 1 ampère, songez tout de suite à vous orienter vers le secteur ou encore la batterie de votre voiture à moins que vous n'ayez acheté le bloc d'accumulateurs cadmium nickel pouvant s'adapter dans le compartiment à piles.

L'image est d'une qualité tout à fait honorable, comme le tube est de petite taille, les bandes de couleur fondamentales apparaissent plus nettement que sur les écrans de plus grande taille, mais si vous regardez votre téléviseur d'assez loin, cette impression disparaîtra.

**Dernière minute :**

La nouvelle série de combinés ORION 7725 est équipée de la gamme G.O.

# L'OSCILLOSCOPE




# HAMEG HM 307

**INSCRIT au catalogue depuis de nombreuses années, le modèle HM-307 de Hameg, ne peut pas être considéré comme une nouveauté, malgré les petites modifications qui ont émaillé sa carrière.**

**Pourtant, par le rapport prix/performances qu'il offre, cet appareil digne d'un laboratoire d'électronique sérieux, est accessible a beaucoup d'amateurs, ce qui explique sa popularité : il nous paraît donc justifié d'en proposer, ici, une étude assez détaillée.**

**Par ailleurs, les établissements Hameg viennent de s'installer, en banlieue sud de Paris, dans de nouveaux locaux, où sont désormais construits, avec des méthodes très modernes et un appareillage de test et de contrôle hautement élaboré, tous les HM-307 vendus dans le monde. Nous avons récemment visité en détail cette usine : on trouvera, dans le précédent numéro, le compte rendu de cette visite.**

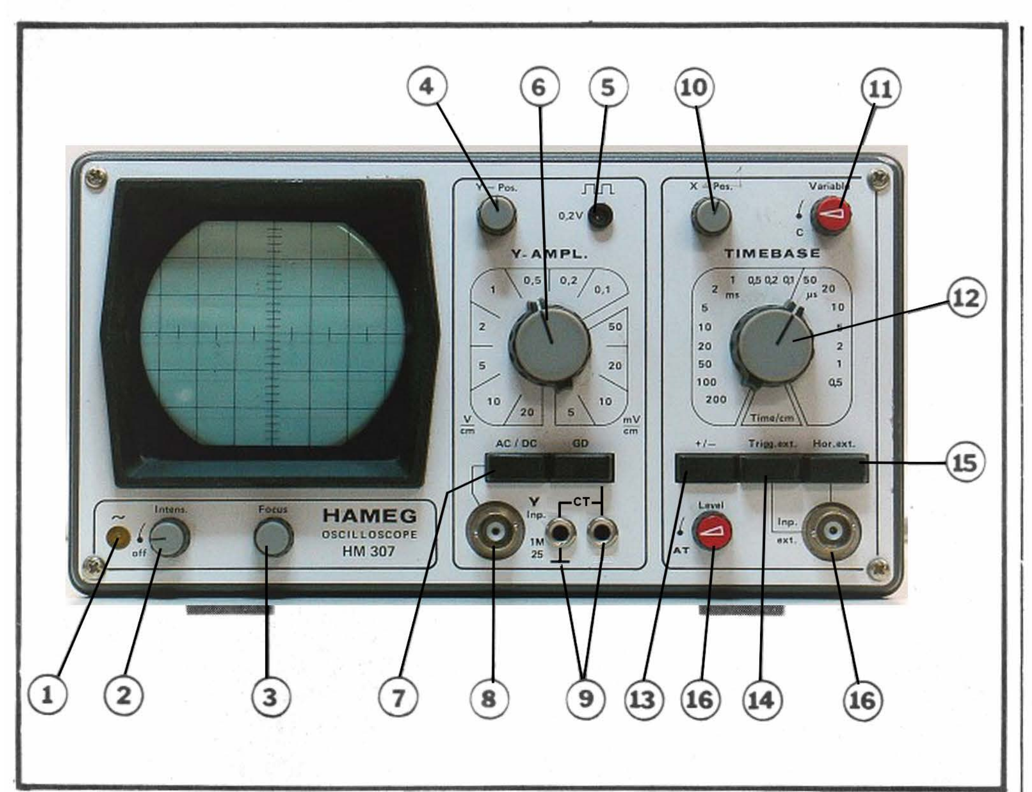
## – I –
## Présentation générale du HM-307

Compact, offert en présentation horizontale, le HM-307 ne peut renier son appartenance à la famille Hameg, dont nous avons déjà testé d'autres modèles dans ces colonnes (HM-312-7 dans le Haut-parleur nº 1632, HM-512-7 dans le Haut-parleur nº 1639).

La carrosserie grise, et dont une perforation généreuse garantit la bonne aération des circuits internes, encadre une façade de teinte aluminium, clairement sérigraphiée de noir. Selon la tradition du constructeur, les différentes commandes, ou les bornes d'entrée, sont très logiquement regroupées en sous-ensembles fonctionnels : circuits de l'amplificateur vertical, circuits de la base de temps, commandes du faisceau.

Ces divers éléments de la façade, sont identifiés ci-dessous, par référence à la photographie de la figure 1.

1 Voyant de mise sous tension.
2 Interrupteur général, et potentiomètre de réglage de l'intensité du spot.
3 Réglage de la focalisation.
4 Potentiomètre de cadrage vertical.
5 Sortie des créneaux de calibrage, pour le réglage des sondes atténuatrices, notamment.
6 Commutateur de sensibilité verticale, à 12 positions, de 5 mV par cm à 20 V par cm.
7 Sélecteur de couplage d'entrée (transmission ou suppression de la composante continue du signal).
8 Entrée sur prise BNC.




9 Dispositif d'entrée pour le testeur de composants.

10 Potentiomètre de cadrage horizontal.

11 Variation continue de la vitesse de balayage.

12 Commutateur de sélection de la vitesse de balayage, en 18 positions, de 500 ns/cm à 200 ms/cm.

13 Touche de sélection de la polarité de déclenchement.

14 Touche de mise en service du déclenchement par un signal externe.

15 Touche pour l'entrée d'un signal externe de balayage horizontal.

16 Réglage du niveau de déclenchement. Dans la position gauche extrême, le déclenchement s'effectue automatiquement sur le niveau moyen du signal.

17 Prise BNC pour l'entrée des signaux de déviation horizontale, ou pour le déclenchement externe.

## – II –
## Résumé des caractéristiques principales

- bande passante verticale : de 0 à 10 MHz (à – 3 dB) ;
- temps de montée : 35 ns ;
- sensibilité verticale : de 5 mV/cm à 20 V/cm, avec une précision de ± 5 % ;
- impédance d'entrée : 1 MΩ // 25 pF ;
- vitesses de balayage horizontal : de 500 ns/cm à 200 ms/cm. La loupe électronique permet d'atteindre 200 ns/cm ;
- déclenchement interne ou externe, avec choix de la polarité, et réglage du niveau ;
- amplificateur horizontal : bande passante de 1 Hz à 1 MHz (à – 3 dB), avec une sensibilité d'environ 750 mV/cm, et une impédance d'entrée de 1 MΩ ;
- tube cathodique de 7 cm de diamètre, accéléré à 1 kV ;
- dimensions : 27 cm × 21 cm × 11,5 cm ;
- masse : 3,7 kg.

## – III –
## Coup d'œil sur le schéma

Selon notre habitude, nous n'extrairons, du schéma complet trop touffu pour une bonne exploitation, que les quelques aspects les plus caractéristiques.

La figure 2, représente le préamplificateur de l'entrée verticale. La grande impé-

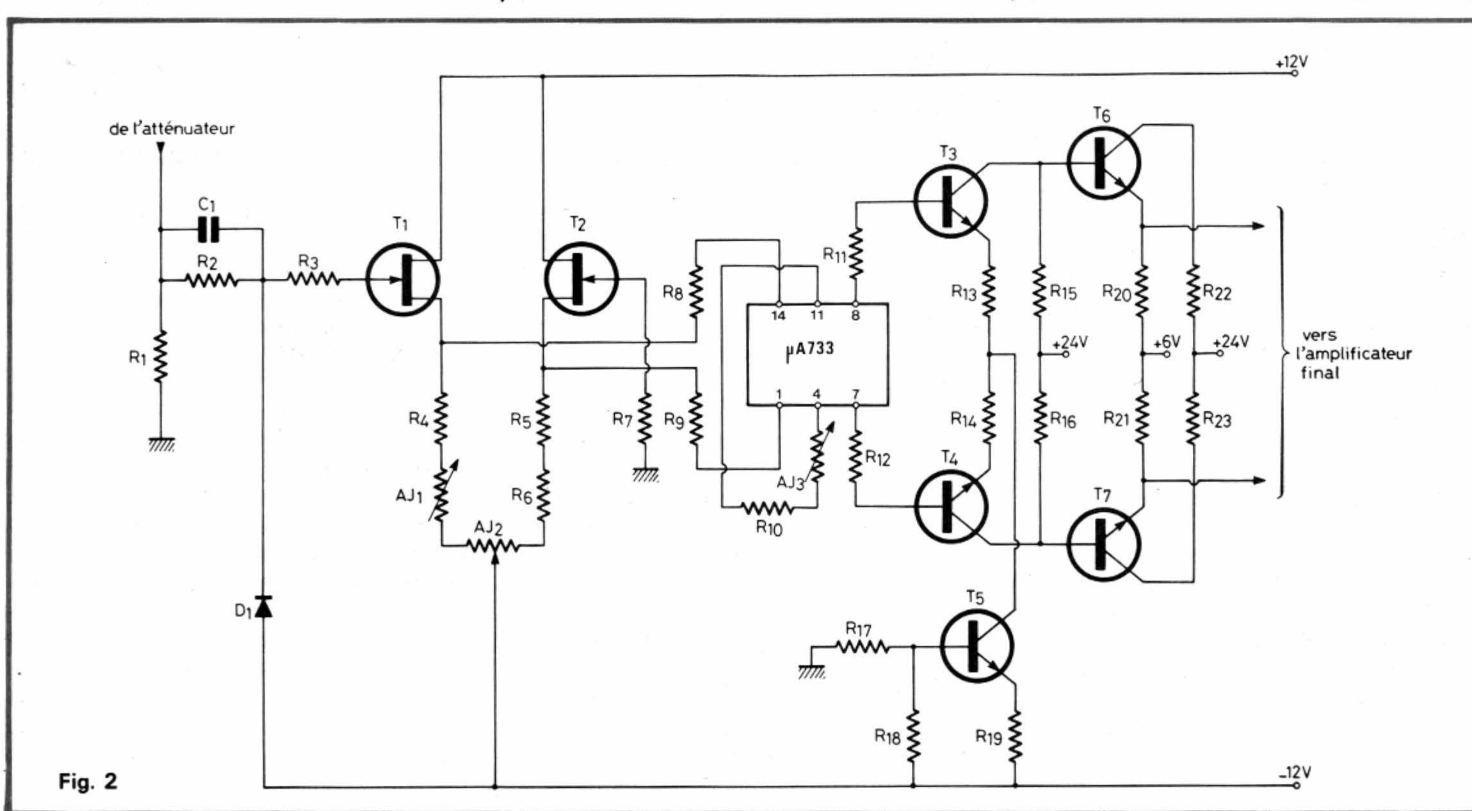


Fig. 2

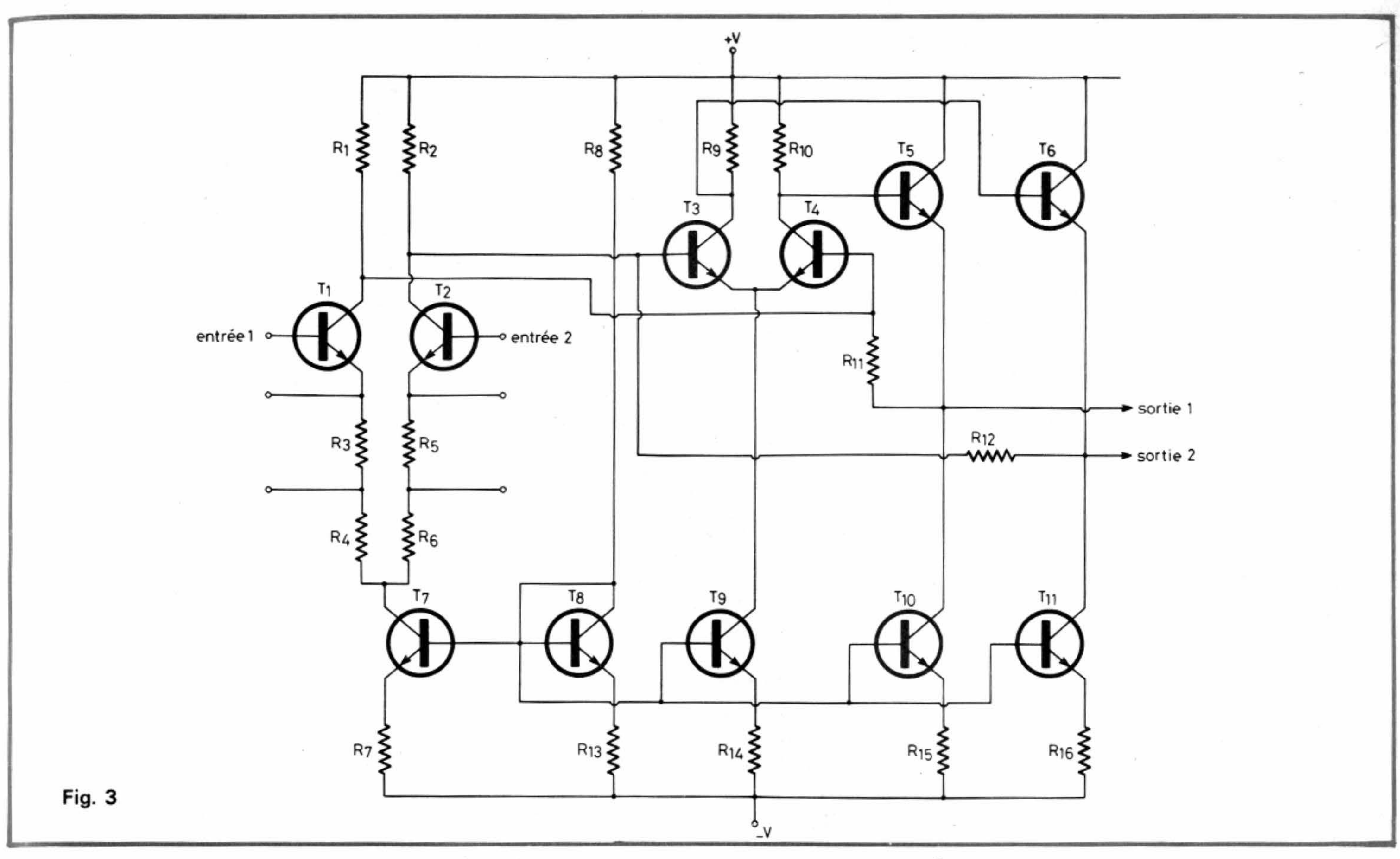



Fig. 3

dance d'entrée, en même temps que la transformation du signal unique en deux signaux de phases opposées, s'obtient par l'emploi d'un circuit auto-déphaseur, construit autour des transistors à effet de champ $T_1$ et $T_2$. Ces deux composants, très soigneusement appariés, autorisent une dérive extrêmement faible, lors des variations de température.

L'entrée est protégée contre les surtensions, par l'ensemble de la résistance $R_2$ et de la diode $D_1$, fonctionnant en écrêteur. Le condensateur $C_1$ favorise la transmission des fréquences élevées, tandis que $R_3$ compense la composante négative de l'impédance d'entrée du FET $T_1$.

On notera, ensuite, l'emploi du circuit intégré $\mu$A 733 : il s'agit d'un ampli vidéo-fréquence, dont on peut régler le gain, et la bande passante, par le choix d'une résistance externe. Examinons en effet le schéma de ce circuit, que rappelle la figure 3. L'entrée, symétrique, s'effectue à l'aide de signaux en opposition de phase, appliqués sur les bases des transistors $T_1$ et $T_2$, dont les émetteurs débitent dans la source de courant constant $T_7$. Grâce au jeu des résistances $R_3$ à $R_6$, on peut choisir le taux de contre-réaction, donc le gain.

Dans l'oscilloscope HM-307, les deux émetteurs sont reliés (voir fig. 2), par les résistances $R_{10}$ et $AJ_1$, cette dernière étant une ajustable. On peut obtenir, ainsi, un gain ajustable, aux alentours de 100. La bande passante, dans ces conditions, atteint plusieurs centaines de MHz, et ne limite donc aucunement les performances d'ensemble de l'amplificateur.

En sortie du circuit intégré $\mu$A 733, le préamplificateur comporte un nouvel étage double en collecteur commun (transistors $T_3$ et $T_4$), suivi d'une sortie en émetteurs communs, qui assure la liaison à basse impédance vers les étages de sortie, qui excitent les plaques de déviations verticales.

Le transistor $T_5$, chargé d'alimenter les émetteurs des transistors $T_3$ et $T_4$, joue le rôle de régulateur, et stabilise donc la tension de sortie, sur les émetteurs de $T_6$ et $T_7$.

On peut trouver relativement complexe le schéma de l'alimentation du tube cathodique, pour un oscilloscope de cette classe (voir le schéma simplifié de la fig. 4). Effectivement, les techniques mises en œuvre ne se trouvent, habituellement, que sur des appareils de haut de gamme : elles expliquent la qualité de la trace, l'efficacité de ses réglages, et l'excellente synchronisation entre les limites extrêmes de chaque rampe de balayage, et l'encadrement d'allumage du faisceau.

L'effacement s'effectue par la cathode, car le wehnelt est réservé à la commande d'intensité manuelle. La transmission des créneaux positifs d'allumage, élaborés dans une bascule bistable sur la base de temps, passe par le coupleur opto-électronique CNY 17/11. Cette méthode élimine les constantes de temps dues à la présence d'un condensateur de liaison, et permet donc un allumage et une extinction parfaits, même aux plus faibles fréquences de répétition des dents de scie.

Pour le réglage de l'astigmatisme, l'émetteur du transistor $T_3$ fixe le potentiel de la dernière anode, sous faible impédance. La tension est ajustable à partir de la résistance $AJ_3$, qui fait partie du pont de polarisation de la base.

Un examen détaillé des circuits de la base de temps, nous entraînerait dans de très longs développements. Nous ne l'analyserons donc que très succinctement, par référence au synoptique simplifié de la figure 5.

Après diverses commutations déterminant l'origine et la polarité du signal de déclenchement, celui-ci attaque le comparateur en circuit intégré SN 72710. Sur sa sortie, on dispose donc d'un flanc raide, pour un niveau du signal d'entrée qui peut être soit sélectionné automatiquement, soit réglé par potentiomètre. Deux bascules bistables, qui font partie d'un circuit intégré TTL de type 74 LS 74, élaborent alors le créneau d'encadrement du générateur de balayage, et celui qui allume le faisceau du tube cathodique. Le deuxième basculement des Flip-Flop, en fin de balayage, est déterminé par une impulsion qu'engendre le transistor T, quand son potentiel de base atteint le seuil de conduction.

L'utilisation de circuits rapides (les bascules 74 LS 74 fonctionnent au-delà de 25 MHz), permet un déclenchement sans problème, très au-delà de la bande passante du HM-307.

Fig. 4

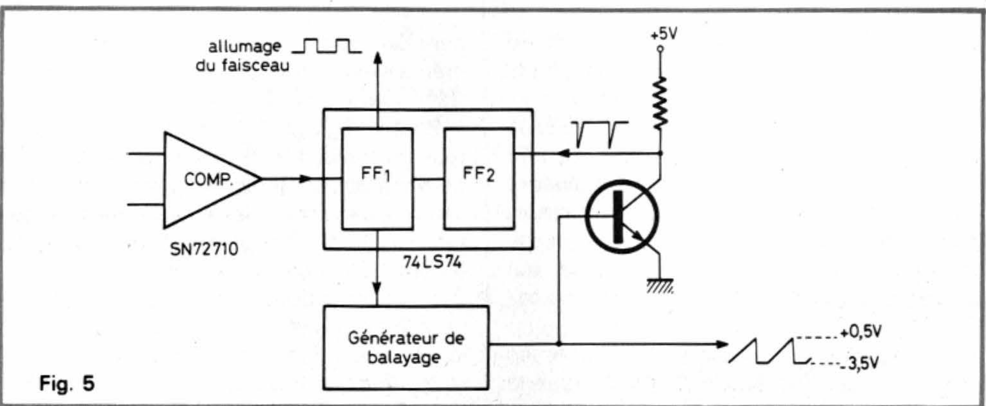
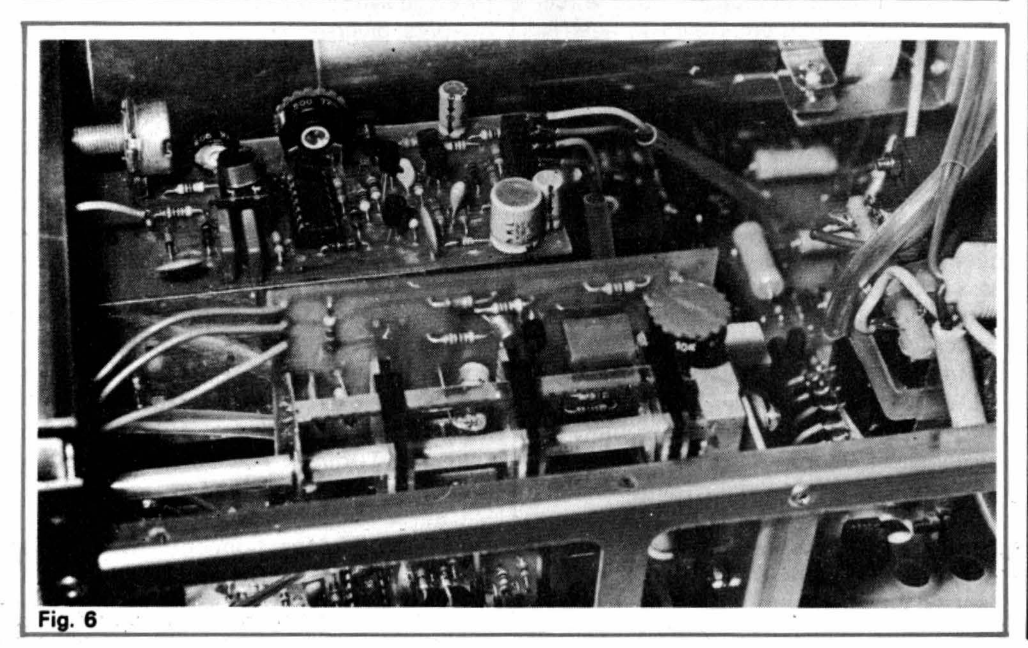


Fig. 5


Fig. 6

## - IV -
## A l'intérieur du coffret

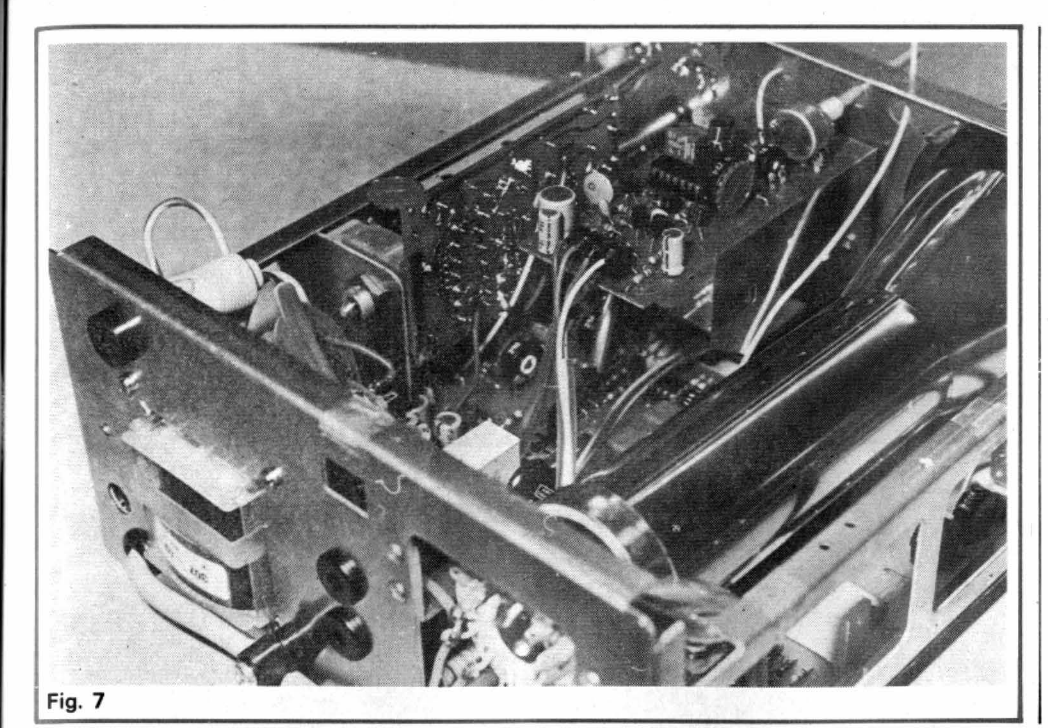
Tous les circuits sont facilement accessibles, après simple démontage de la tôle d'habillage.

La photographie de la figure 6, montre la disposition générale des éléments dans le châssis. Le grand circuit principal, porte la majorité des composants. Toutefois, ceux du préamplificateur vertical sont regroupés sur un petit circuit annexe. Il en est de même des composants utilisés pour définir les vitesses de balayage, dans la base de temps (fig. 7). Certains éléments, enfin, sont reportés au voisinage des commutateurs, sur un petit circuit annexe, dont la figure 8 montre quelques exemplaires.

L'ensemble dégage une grande impression de netteté, due à un câblage très rationnel. On sent, à l'évidence, que ce petit oscilloscope a été conçu et mis au point avec le sérieux d'un grand.

## - V -
## Le testeur de composants

On sait que les établissements Hameg fabriquent un petit testeur de composants, référencé HZ 65, que nous avons eu l'occasion de décrire (le Haut-parleur n° 1633). Cet appareil, très simple, rend cependant de grands services, puisqu'il permet d'afficher, sur l'écran de tout oscilloscope muni d'une


Fig. 7

entrée horizontale, les caractéristiques de composants passifs ou actifs.

Pour les possésseurs des derniers modèles du HM-307, cet accessoire devient inutile, car le constructeur l'a incorporé dans l'appareil. En fait, il suffisait de sortir une sinusoïde de quelques volts d'amplitude. Toute l'astuce consiste à avoir prévu cela par des bornes sur la façade, avec une commutation qui en rend la disponibilité immédiate.

Le schéma du dispositif, est indiqué à la figure 9. L'un des enroulements secondaires du transformateur d'alimentation TR, délivre une tension sinusoïdale de 8,5 V efficaces. Celle-ci attaque, à travers les résistances $R_1$ et $R_2$, le composant X à essayer, et dont l'une des bornes est reliée à la masse de l'oscilloscope. Par le jeu des commutations prévues en fonction « testeur », la tension aux bornes du composant X, est utilisée pour commander les déviations horizontales. Les déviations verticales, elles, sont provoquées par les différences de potentiel qui apparaissent aux bornes de la résistance $R_2$ : elles sont donc proportionnelles aux intensités qui traversent le composant testé.

La trace qui s'affiche sur l'écran du tube cathodique, représente donc, finalement, la caractéristique tension-courant du composant, avec les tensions en abscisses, et les intensités en ordonnées.

## - VI -
## Quelques mesures

Le constructeur annonce une bande passante de 10 MHz, ce qui correspond, en l'absence de sur-correction, à un temps de montée de 35 ns. Pour le vérifier, nous avons appliqué, sur l'entrée verticale, des signaux rectangulaires à une fréquence de 1 MHz. Le résultat obtenu, est illustré par l'oscillogramme de la figure 10.

Le graticule du HM-307 n'étant pas éclairé, nos lecteurs devront nous faire confiance pour les mesures effectuées (remarquons, au passage, qu'on ne saurait raisonnablement critiquer cette absence d'éclairage, sur un appareil à un prix aussi compétitif). Le générateur utilisé avait un temps de montée propre de 50 ns, et, sur l'écran, nous avons trouvé 67 ns. Le temps de montée spécifique à l'oscilloscope est donc :

$$t = \sqrt{67^2 - 50^2} = 35 \text{ ns}$$

ce qui correspond bien aux valeurs annoncées.

Dans un oscilloscope moderne, la base de temps constitue l'un des éléments fondamentaux pour juger de l'efficacité de l'appareil : il faut, notamment, un déclen-

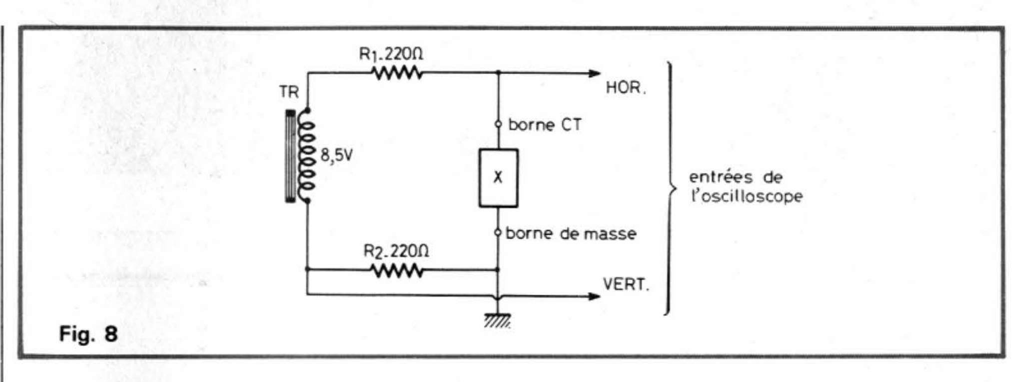
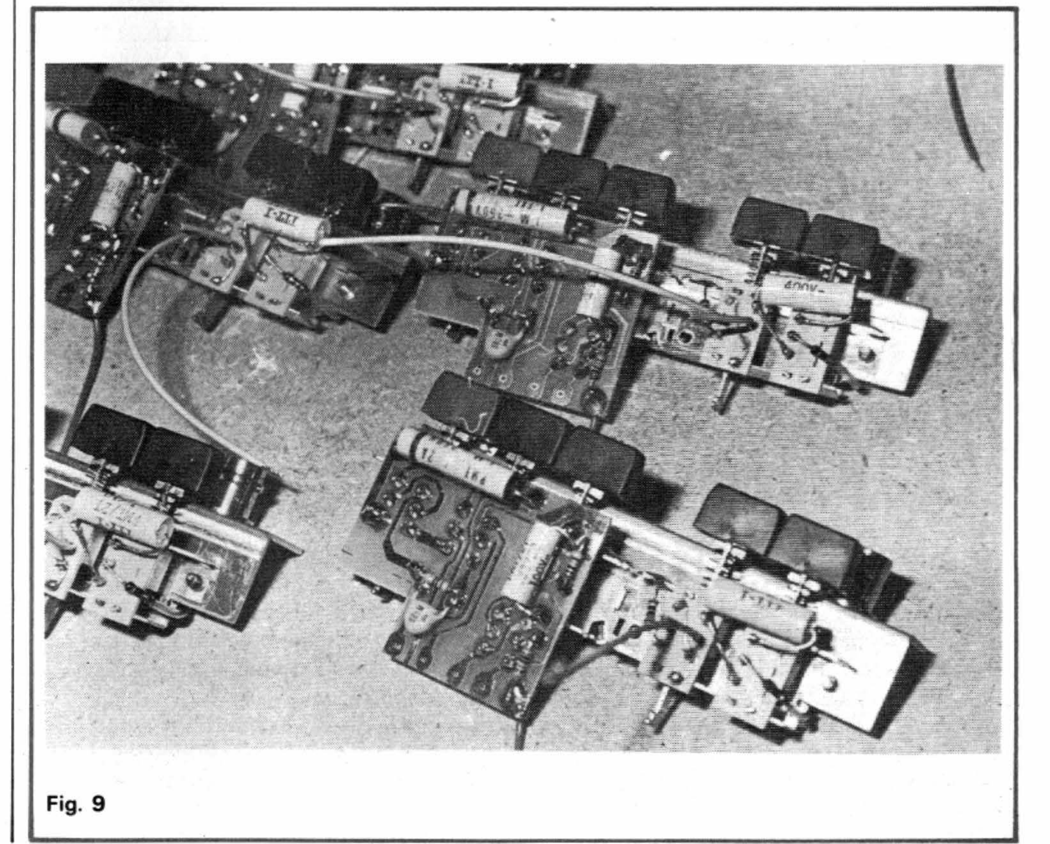
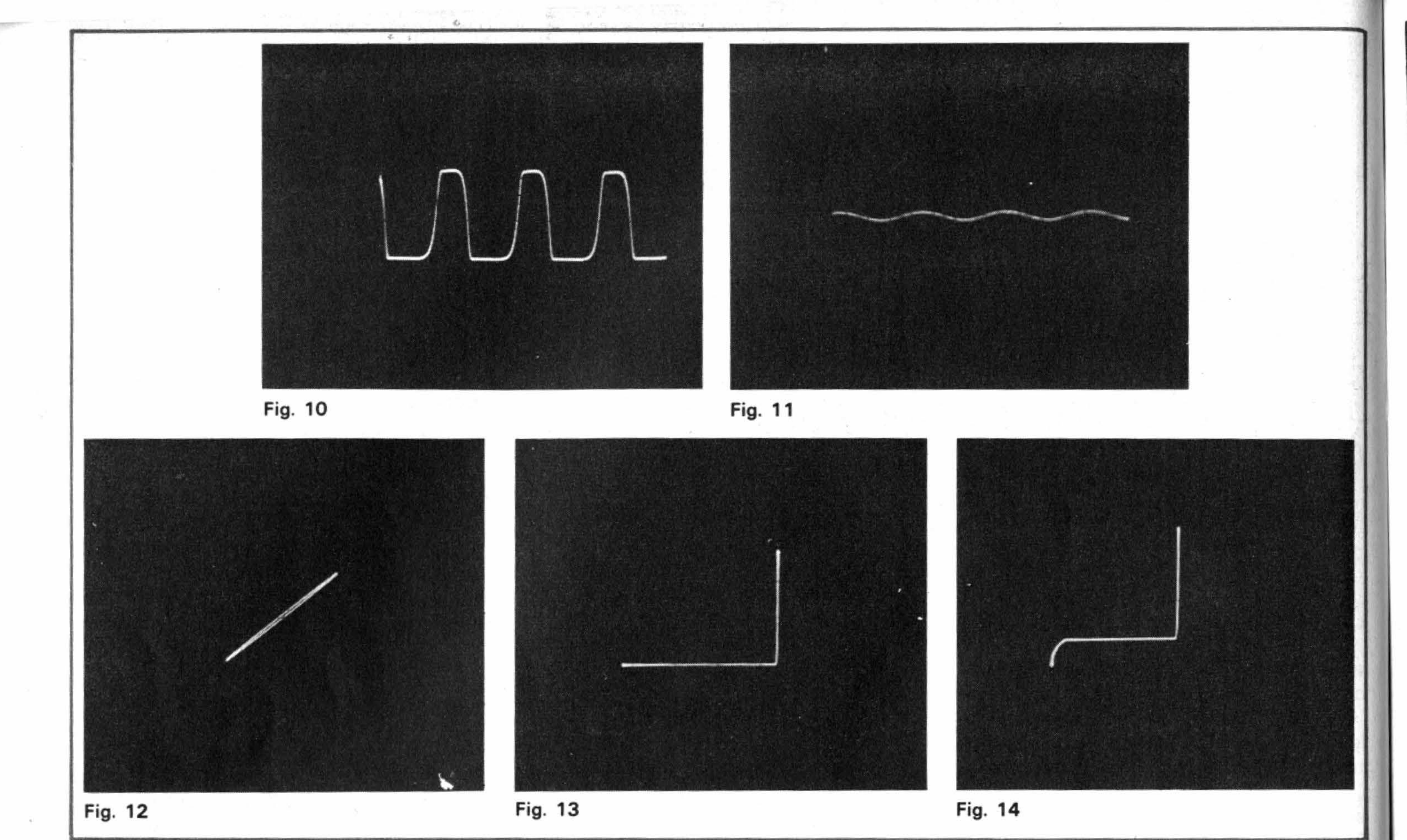


Fig. 8


Fig. 9


Fig. 10
Fig. 11
Fig. 12
Fig. 13
Fig. 14

chement parfait, pour garantir la stabilité d'affichage des signaux de plus en plus complexes utilisés par les électroniciens. Sur le Hameg HM-307, nous avons pu stabiliser sans aucun problème une sinusoïde à 1 MHz, pour une hauteur de trace d'environ 2,5 mm (fig. 11).

L'utilité d'une entrée externe de déviation horizontale, tient, pour une bonne part, à l'absence de déphasage entre les signaux qui parviennent sur les deux paires de plaques du tube cathodique. Pour vérifier ce point, nous avons appliqué simultanément la même sinusoïde à l'entrée verticale, et à l'entrée horizontale. Pour un déphasage nul, la figure de lissajous doit se réduire à un segment de droite. C'est ce qu'on observe, sur le HM-307, pour les fréquences allant jusqu'à 80 kHz environ. A partir de 100 kHz (oscillogramme de la fig. 12), l'ellipse commence tout juste à s'ouvrir, ce qui indique une rotation de phase de l'ordre de 3° : il s'agit là d'un résultat tout à fait correct.

Le testeur de composants, dont nous avons déjà parlé, se révèle d'un emploi très agréable. A titre d'exemple, nous avons relevé la caractéristique d'une diode de redressement 1N4004 (oscillogramme de la fig. 13), et celle de la jonction collecteur-base d'un transistor; dans ce dernier cas, la tension inverse est suffisante pour déclencher le phénomène d'avalanche, et la caractéristique ressemble à celle d'une diode zener (fig. 14).

## - VII -
## Nos impressions d'utilisation

Ceux de nos lecteurs qui ont déjà lu les précédents essais d'oscilloscopes Hameg publiés dans ces colonnes, savent le plaisir qu'à chaque fois, nous avons éprouvé à la manipulation de ce matériel.

Avec le petit HM-307, cette impression se confirme : dans les limites des performances offertes ici, on retrouve toutes les qualités des grands frères de cet appareil.

La disposition ergonomique des commandes, la clarté de la sérigraphie de façade, permettront, même au débutant, une prise en main très rapide. Les performances annoncées par le constructeur sont toutes largement tenues ; on appréciera, en particulier, la précision du déclenchement, et la qualité de la trace affichée.

Le testeur de composants incorporés, peut n'apparaître, à première vue, qu'un détail : on n'imagine pas l'intérêt de ce dispositif, avant de l'avoir effectivement utilisé.

Le problème de la fiabilité, enfin, est de ceux que doivent se poser tous les acheteurs. L'expérience, longue de plusieurs années, que nous avons maintenant du matériel Hameg, et la visite que nous avons effectuée aux usines de Villejuif, nous autorisent à affirmer que, dans ce domaine, le HM-307 n'a pas à craindre la comparaison avec des appareils de la même catégorie.

## Nos conclusions

Offrir, pour moins de 1500 F, un oscilloscope de la qualité du HM-307, est une performance devant laquelle il convient de tirer son chapeau.

Cette réussite ouvre, à cet oscilloscope, des horizons multiples. Outre la clientèle des amateurs, on peut en effet songer à des utilisateurs souvent très exigeants. Parmi ces derniers, nous rangeons les laboratoires d'enseignement : le HM-307 nous semble tout particulièrement adapté à l'initiation d'étudiants débutants en électronique, et qu'un appareil trop compliqué ne peut que troubler, sans nul bénéfice technique à offrir en contrepartie.

On sait que beaucoup d'administrations, tiennent à faire sélectionner, de préférence, du matériel de fabrication française : le fait que le HM-307 soit construit en France, par de la main-d'œuvre française, lui confère un atout supplémentaire, qui ne peut que favoriser sa carrière présente et future.

**R. RATEAU**

# LE PREMIER SALON DU MODELE REDUIT

LES applications de l'électronique au modèle réduit sont innombrables. A la fin du mois d'avril dernier, l'occasion nous était offerte de voir comment cette électronique s'introduisait dans le modèle réduit. Le premier Salon du Modèle Réduit avait lieu, à la Défense, un Salon dans lequel l'électronique n'était pas, et de loin la seule technique impliquée.

Ce Salon a connu un succès certain. Comme il était le premier du genre, les organisateurs-la Spodex, organisateurs également du Salon de la Navigation, n'avaient pu établir de prévision. Les comptes achevés, nous avons appris que 96 125 visiteurs avaient pu admirer un bon nombre de maquettes.

Quelques statistiques maintenant, 20 % des visiteurs avaient moins de 20 ans, 41 % de 20 à 30 ans, 21 % de 30 à 40 ans et 18 % plus de 40 ans, cela nous fait bien 100 %.

56 % pratiquent le modélisme dont 53 % en radiocommande ce qui nous fait donc environ 28 500 amateurs de radiocommande ! 40 % envisagent de pratiquer le modélisme.

D'autres statistiques officielles concernent le centre d'intérêt des visiteurs : 24 % pour le train, 23 % pour l'automobile, 23 % pour les engins volants, 18 % pour le bateau, 8 % pour les figurines et 4 % pour tout.

Les vœux des visiteurs se prononcent en faveur de l'augmentation du nombre de fabricants (52 %), d'importateurs (34 %) et de détaillants (14 %).

Voilà pour les chiffres, passons maintenant à la manifestation, une manifestation qui, nous le souhaitons se renouvellera l'année prochaine.

Deux types de présentations étaient faites dans le cadre de ce Salon. Premier type, le statique. Nous avons noté de magnifiques présentations d'avion RC du Club Modéliste Beaumontois, un club qui s'est fait une réputation solide dans le domaine des P'tits Gros, une catégorie d'avions de grande taille, les moteurs sont surpuissants et de grosse cylindrée, les modèles réduits y gagnent beaucoup dans le réalisme de leur vol.

En vedette, une forteresse volante B17 : 4,7 m d'envergure, 46 kg, 4 moteurs de 25 cm$^3$, 12 chevaux, train rentrant, 3 récepteurs, 20 servos, et ce n'était pas le seul avion !

Autres exploits techniques, ceux des boursiers Laffont. Ce spécialiste des vêtements de travail délivre chaque année 12 bourses de 10 000 F pour récompenser des exploits manuels. Ces exploits sont des réalisations d'amateurs, dans un domaine où l'électronique entre en activité, nous avons admiré une voiture radioguidée à moteur à explosion, avec une véritable boîte de vitesse, entièrement réalisée par M. Michel Prêt, agent de maîtrise de la RATP. Autre maquette intéressante, un hydroglisseur Couzinet à moteur 4 cylindres faits par M. Colpin.

Dans le domaine statique, nous avons pu voir une application intéressante de l'électronique sur le stand de la météo, organisme qui étudie des engins radioguidés pour effectuer des études par sondage à basse altitude de l'atmosphère. A titre d'exemple d'application, un engin de cette famille (SAM, Sonde aérologique motorisée) a été utilisé pour l'étude des fumées de l'Etna en 1978...

Nous pourrions citer encore beaucoup d'applications et beaucoup de cas particuliers.

L'exposition présentait, outre une collection très importante de modèles réduits statiques, des démonstrations de radiocommande, démonstrations permises par la taille du CNIT. Pas d'avion, bien entendu mais des hélicoptères évoluant plusieurs à la fois, une bonne démonstration de partage d'un spectre de fréquence encombré. La piste des hélicoptères servait également à des démonstrations de voiture, voitures tout terrain ou bolides de course. Moteurs électriques



Photo 1

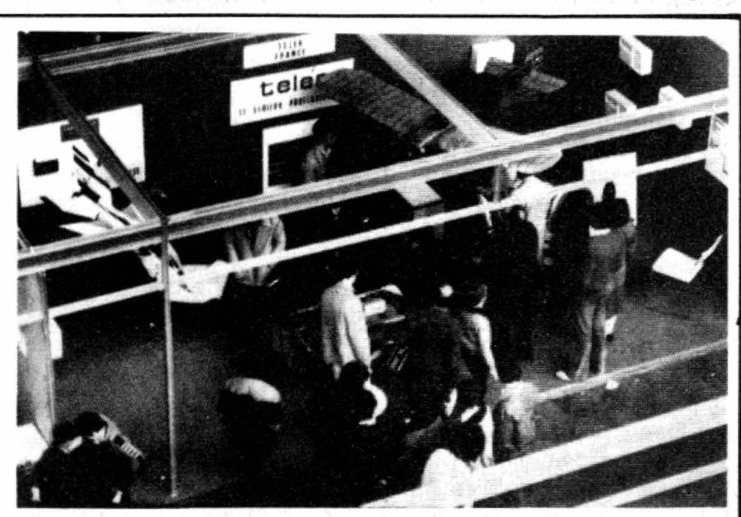


Photo 2

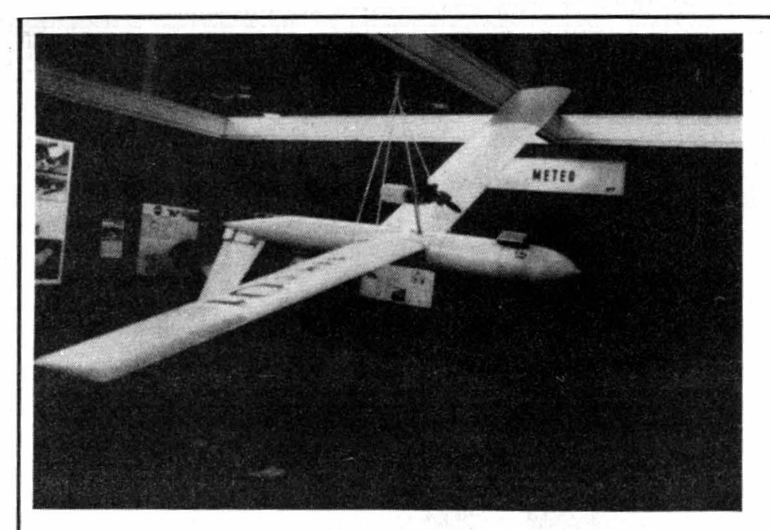



Photo 3

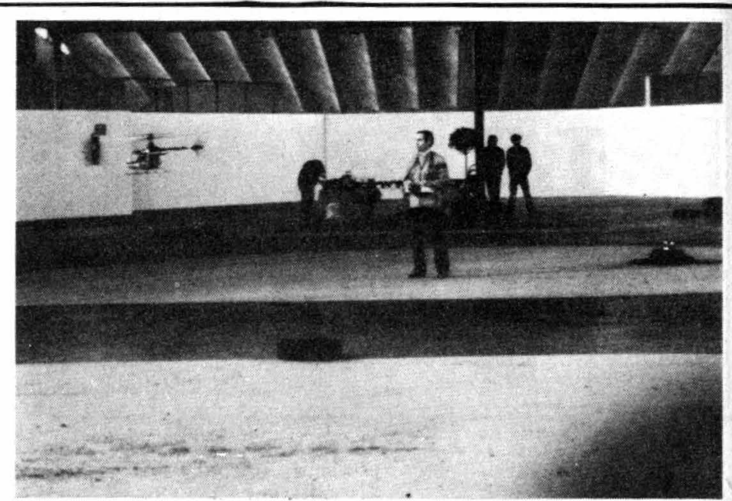


Photo 4

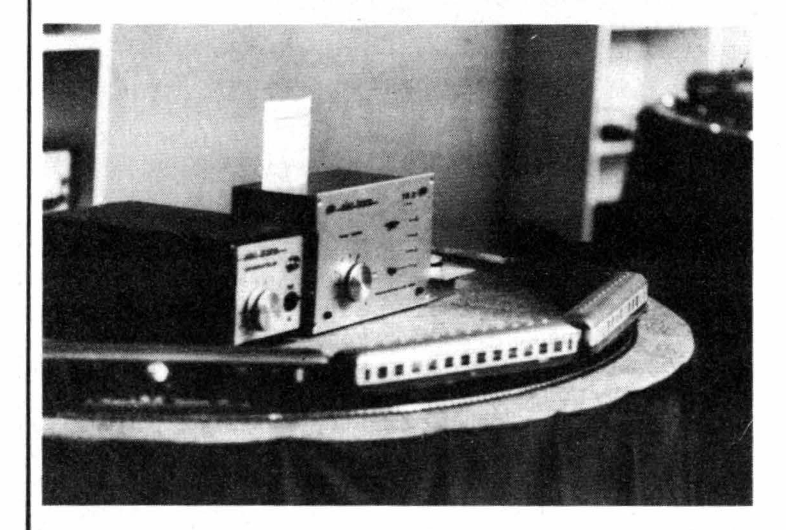


Photo 5

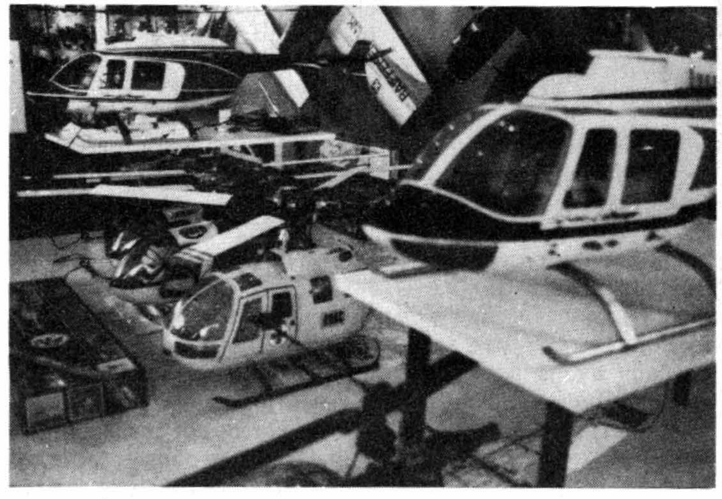


Photo 6

et thermiques trouvaient là le moyen de s'exprimer et de susciter des vocations... Ces démonstrations étaient menées par des spécialistes en la matière, nous aurions aimé une initiation à la conduite sous la vigilance d'un moniteur, bien entendu...

Une catégorie de modélisme automobile difficile à pratiquer est la conduite sur glace. Les patinoires acceptant une certaine souillure par des corps gras et des bruits (amortis tout de même) sont rares. Les voitures à pneus cloutés avaient ici une piste synthétique, les dérapages étaient nombreux.

Un bassin était installé toujours pour les démonstrations. La voile n'était pas oubliée, un ventilateur (comme ceux utilisés au cinéma) propulsait quelques voiliers, assez rares il est vrai, les bateaux à moteur électriques étaient plus nombreux, ce qui se comprend fort bien.

Difficile d'admirer les évolutions des maquettes les jours de grande affluence, plusieurs rangs de spectateurs étaient présents, les photographes amateurs, fort nombreux avaient du mal à travailler. De petites tribunes seraient souhaitées !

Le chemin de fer était là aussi avec une bonne dizaine de circuits de trains, des trains à vapeur ou à écartement large (échelle 1/11e), ce dernier du club ferroviaire de Villiers le Bel promenait les amateurs le long d'un circuit.

Beaucoup de circuits de trains font appel à l'électronique, cette dernière assurant, outre la commande à distance des trains tous les circuits de sécurité.

Une société française, Elec Trains propose plusieurs appareils de gestion de réseau utilisant les dernières techniques de l'électronique, le microprocesseur n'est pas très loin.

Teler est une autre société française, nouvelle dans le modèle réduit et plus précisément la radio commande. Cette firme de l'Isère présente des ensembles très sophistiqués faisant appel à des techniques de conception assistée par ordinateur (calcul des pignons moulés). La mécanique de commande de l'émetteur est, d'après ce que nous avons pu juger sur les prototypes d'une douceur remarquable. Nous attendrons d'avoir eu les exemplaires de production pour nous faire une meilleure idée des appareils.

Les Japonais ne renoncent pas au marché, loin de là, de nouvelles marques apparaissent sur le marché, comme JR, il s'agit d'un constructeur fabricant des radios pour diverses marques plus connues, la MF est à l'honneur.

Beaucoup de détaillants avaient leur magasin, ou une partie transféré à la Défense, les amateurs « pris au piège » du modélisme ou convaincus par les démonstrations pouvaient repartir muni de quoi construire... l'objet de leurs rêves...

Il ne nous reste plus qu'à souhaiter une reconduction de cette manifestation, ce qui se fera sûrement !

**E.L.**




# LE MAGNETOPHONE A CASSETTE AKAI GX-F-80

**LE magnétophone à cassette GX-F80 fait partie de la gamme lancée à l'occasion du dernier Festival du Son. C'est un magnétophone récent qui possède donc la position métal, une position de plus en plus répandue comme on peut le constater. Ce que nous regretterons ici c'est que la position FeCr ait été éliminée, par contre, deux positions sont prévues pour les cassettes aux oxydes de fer classiques. Trois têtes, deux moteurs, commandes électroniques, afficheurs fluorescents, rebobinage automatique avec répétition, compteur à mémoire, démarrage automatique en enregistrement ou en lecture, possibilité de commande à distance sont prévus ici.**

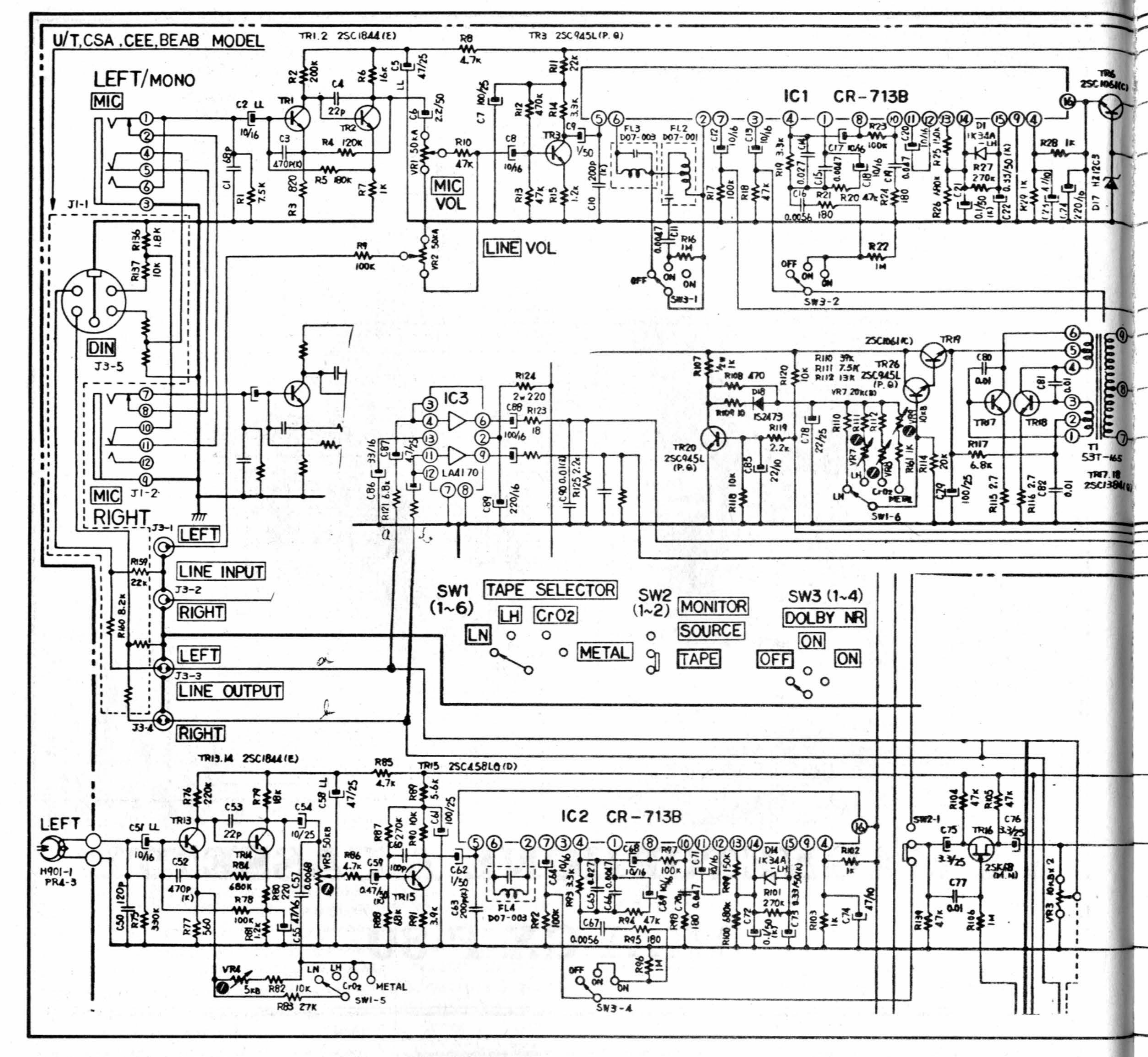
## Présentation

Actuellement, les constructeurs se penchent de plus en plus sur les matières plastiques. Les peintures sont très au point si bien qu'il faut presque gratter au couteau pour savoir si une pièce est en matière plastique ou en métal ! L'épaisseur des façades diminue aussi, il faut à tout prix assurer un rapport qualité/prix le meilleur possible, la concurrence que se livrent les fabricants étant comme on le sait effrénée sur un plan mondial.

L'aspect de ce magnétophone diffère sensiblement de celui des autres par la position originale du clavier de commande. Ce dernier a en effet été installé dans le haut, au-dessus du compteur et des boutons le concernant. Une vaste ouverture, pratiquée dans la façade, a permis d'installer les Vumètres dans un cache en plastique qui aurait pu être un peu mieux assujetti.

Les boutons de commande sont vraiment en aluminium, leur aspect sablé est agréable à l'œil, quelques touches de couleur apparaissent çà et là, par exemple des index verts et rouges sur les boutons ou encore un éclairage des touches du clavier par l'arrière lorsque la touche concernée est en service...

Le tout est protégé par un capot de tôle d'acier peint en gris clair...




## Etude technique

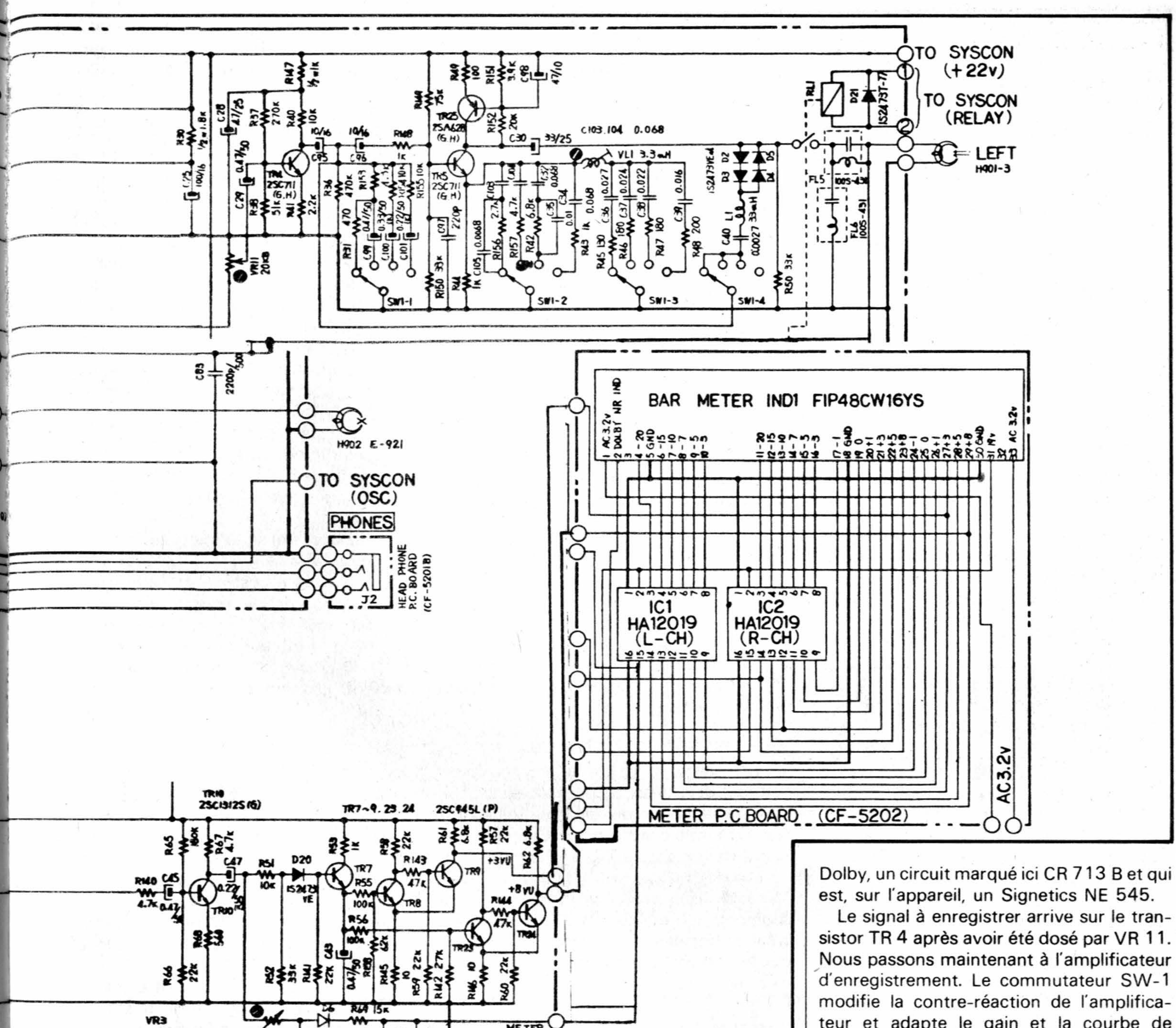
L'entraînement de la bande est confié à un moteur à courant continu dont la vitesse est régulée. Un potentiomètre permet son réglage lors des interventions d'après vente. Le moteur est équipé d'une poulie en forme de tonneau, poulie qui entraîne le volant d'inertie du cabestan par l'intermédiaire d'une courroie plate. Ce moteur est alimenté en permanence.

Le second moteur est aussi à courant continu, il est commandé par un système de transistors montés en pont. Pour la lecture et l'enregistrement, le moteur est alimenté au travers d'une résistance de 54 Ω, pour le bobinage rapide, la valeur de la résistance est divisée par deux. L'entraînement des galets concernés est confié à des galets de caoutchouc frottant sur la jante striée des roues solidaires des organes à entraîner.

Le déplacement des têtes se fait par un électro aimant à noyau plongeur, cet électro aimant est freiné par un système à friction visqueuse. Cette friction est surtout efficace à la coupure, la force de traction de l'électro aimant étant importante, elle assure un déplacement rapide des organes. Un second électro aimant agit sur les freins et est utilisé pour la fonction pause, il empêche le contact entre le cabestan et le galet presseur tout en conservant la tension de la bande.

Le clavier est électronique, ce qui a permis de mettre une prise de commande à distance à l'arrière. Un circuit intégré spécial, baptisé M54410 assure la liaison entre le clavier et le magnétophone pour éviter que de faux ordres soient donnés, ce circuit signé Mitsubishi est proche du circuit de Toshiba utilisé par d'autres constructeurs.

Un composant un peu particulier a été utilisé ici pour détecter la rotation de la bobine débitrice, il s'agit d'un capteur de rotation autonome qui est entraîné par une courroie. Le choix de la bobine débitrice n'est pas idéal, le constructeur a peut-être




ses raisons, en effet, si la bobine réceptrice se coince, le cabestan et le galet presseur vont entraîner la bande, cette bande ira se perdre dans le magnétophone tandis que le capteur percevra toujours la rotation de la bobine débitrice...

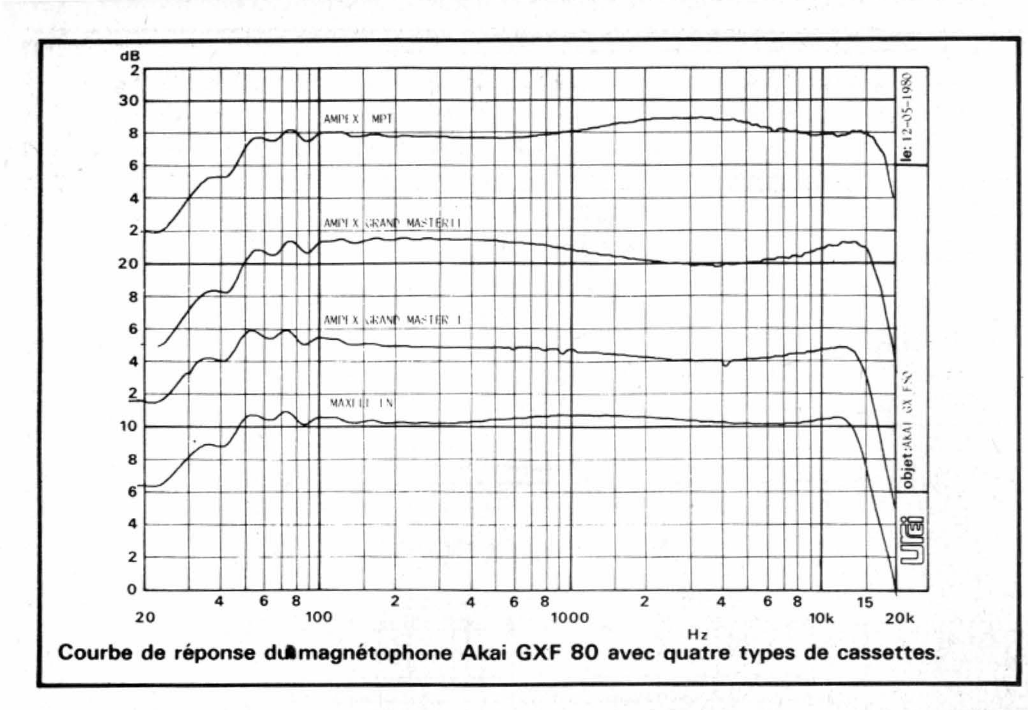
Nous recommanderons donc aux utilisateurs de ce magnétophone de se méfier des mauvaises cassettes, des sans marques et de certaines préenregistrées...

## Les circuits AF

La section audio se compose de deux parties, l'une réservée à l'enregistrement et l'autre à la lecture. Les circuits : le magnétophone possède en effet des têtes séparées pour l'enregistrement et la lecture.

Le préamplificateur micro est équipé de deux transistors, l'entrée se fait sur un jack permettant, lorsqu'il est utilisé seul d'attaquer simultanément les deux voies. La tension de sortie du préampli arrive sur un potentiomètre de niveau. C'est à cet endroit que l'on injecte également le signal de l'entrée ligne. Le mélange des deux entrées est possible, c'est une possibilité que nous apprécions, même si elle n'est pas utilisée très souvent. Le signal arrive maintenant sur un transistor repéré TR 3, transistor précédant le circuit réducteur de bruit Dolby, un circuit marqué ici CR 713 B et qui est, sur l'appareil, un Signetics NE 545.

Le signal à enregistrer arrive sur le transistor TR 4 après avoir été dosé par VR 11. Nous passons maintenant à l'amplificateur d'enregistrement. Le commutateur SW-1 modifie la contre-réaction de l'amplificateur et adapte le gain et la courbe de réponse en fréquence pour l'enregistrement. Les commutateurs SW1, 2 et 3 installent un circuit passif assez complexe venant en contre-réaction dans l'émetteur de TR5, ces circuits permettent une accentuation de l'aigu à l'enregistrement. Le dernier commutateur met en service un système de compensation de saturation de l'aigu, il s'agit d'un système rendant non linéaire l'amplificateur lorsque la bande magnétique perd sa linéarité (saturation). Cette correction est supprimée pour la cassette métal, la seule admettant parfaitement un niveau d'aigu important. Un circuit accordé série C40 L1 sert de filtre passe-bande, à l'accord son impédance est faible, si vous voulez connaître la fréquence de résonance, utilisez la célèbre formule d'un certain Thomson ; l'inductance fait 33 mH et le condensateur 2 700 pF...



**Courbe de réponse du magnétophone Akai GXF 80 avec quatre types de cassettes.**

Le collecteur de l'ampli d'enregistrement est chargé par un circuit générateur de courant. La tête d'enregistrement est associée à un filtre LC double évitant le retour de la tension de prémagnétisation vers l'amplificateur d'enregistrement.

L'écoute du magnétophone est confiée à un double amplificateur appelé LA 4170. Ce préamplificateur reçoit les signaux disponibles sur les prises de sortie.

L'oscillateur d'effacement est de type symétrique, une forte tension est disponible pour la prémagnétisation tandis qu'une tension plus faible ira sur la tête d'effacement, comme cette dernière offre une impédance relativement faible, la puissance d'effacement aura l'amplitude souhaitée.

Pour adapter l'intensité d'effacement et celle de prémagnétisation en fonction du type de bande magnétique, on utilise une alimentation à tension variable, procédé très répandu, la tension étant déterminée par la valeur des résistances commutées par SW1-6. Le transistor TR20 sert à la coupure de l'oscillateur, on notera la présence du condensateur C78 qui permet d'arrêter progressivement les oscillations afin d'éviter une aimantation des têtes.

La section lecture se trouve dans le bas du schéma, nous trouvons tout d'abord l'amplificateur de lecture avec une commutation de constante de temps, intervenant au niveau des circuits de contre-réaction.

Nous retrouvons un autre circuit Dolby employé cette fois en décodeur. Les signaux de sortie passent maintenant par un transistor à effet de champ monté en commutateur. Ce commutateur est commandé par un circuit que l'on ne voit pas ici, circuit intervenant lors du passage du commutateur de contrôle entre les positions source et bande. La commutation source/bande se fait par SW2-1, le signal venant du haut étant celui de source.

Un potentiomètre, VR3 commande la variation du niveau de sortie. L'indicateur de niveau présente une certaine originalité, il utilise un double indicateur à tubes fluorescents, il est commandé d'une part par deux circuits comportant des réseaux de comparateurs (des circuits maintenant classiques chez les japonais et d'autre part par deux détecteurs de crête.

Le signal à caractéristique VU est délivré par les diodes $D_{13}$ et $D_6$, la diode $D_{20}$ assure le redressement simple alternance (c'est suffisant dans la pratique), le transistor $TR_7$ sert d'adaptateur d'impédance, il charge rapidement le condensateur $C_{43}$. Les deux paires de transistors $TR_8$ et 9 sont montés en triggers, ils mettent la tension crête en mémoire, ces transistors sont reliés aux segments + 3 et + 8 dB de l'afficheur, une solution originale. On a parfois l'impression que les afficheurs fonctionnent mal, en fait c'est un comportement prévu, deux segments, pourtant identiques aux autres ont un comportement étrange mais utile...

## Mesures

Le taux de pleurage et de scintillement mesuré sur une cassette C90 est de 0,07 % pondéré, c'est une bonne valeur, tout à fait classique. La vitesse est précise, nous avons un écart de vitesse de – 0,8 %, c'est tout à fait dans les normes. Le temps de bobinage d'une cassette C60 est de 56 secondes, c'est bien, le compteur indique 459 pour cette cassette, la C120, que l'on ne recommande pas, permettra d'atteindre plus de 900...

Les cassettes utilisées pour les essais étaient les suivantes : pour le type LN une Maxell LN, C90, pour le type I, c'est-à-dire LH une Ampex Grand Master I, pour la position Chrome une Ampex Grand Master II et pour la métal une cassette Ampex (encore !), cette dernière venant de faire son apparition.

Le niveau de sortie varie avec le type de cassette, pour la cassette LN, nous avons mesuré – 6,5 dBm, pour la I – 5,2 dB, pour la GMII – 4,8 dBm et pour la métal – 5 dBm.

La distorsion a été mesurée en utilisant une méthode d'extraction de l'harmonique 3, dans cette mesure, on ne tient pas compte du bruit de fond qui entache les mesures faites à 0 dB et qui en fait constitue la majeure partie de ce que l'on mesure. Pour la cassette LN, le taux d'harmonique 3 est de 1,7 %, pour la I il est de 0,23 %, pour la II 1 % et pour la métal 0,32 %. Ces mesures ont été faites au niveau Dolby, au 0 dB des indicateurs de niveau, la distorsion est très faible. Comme le constructeur demande aux utilisateurs d'enregistrer pratiquement au niveau Dolby, nous avons pris ce point de référence.

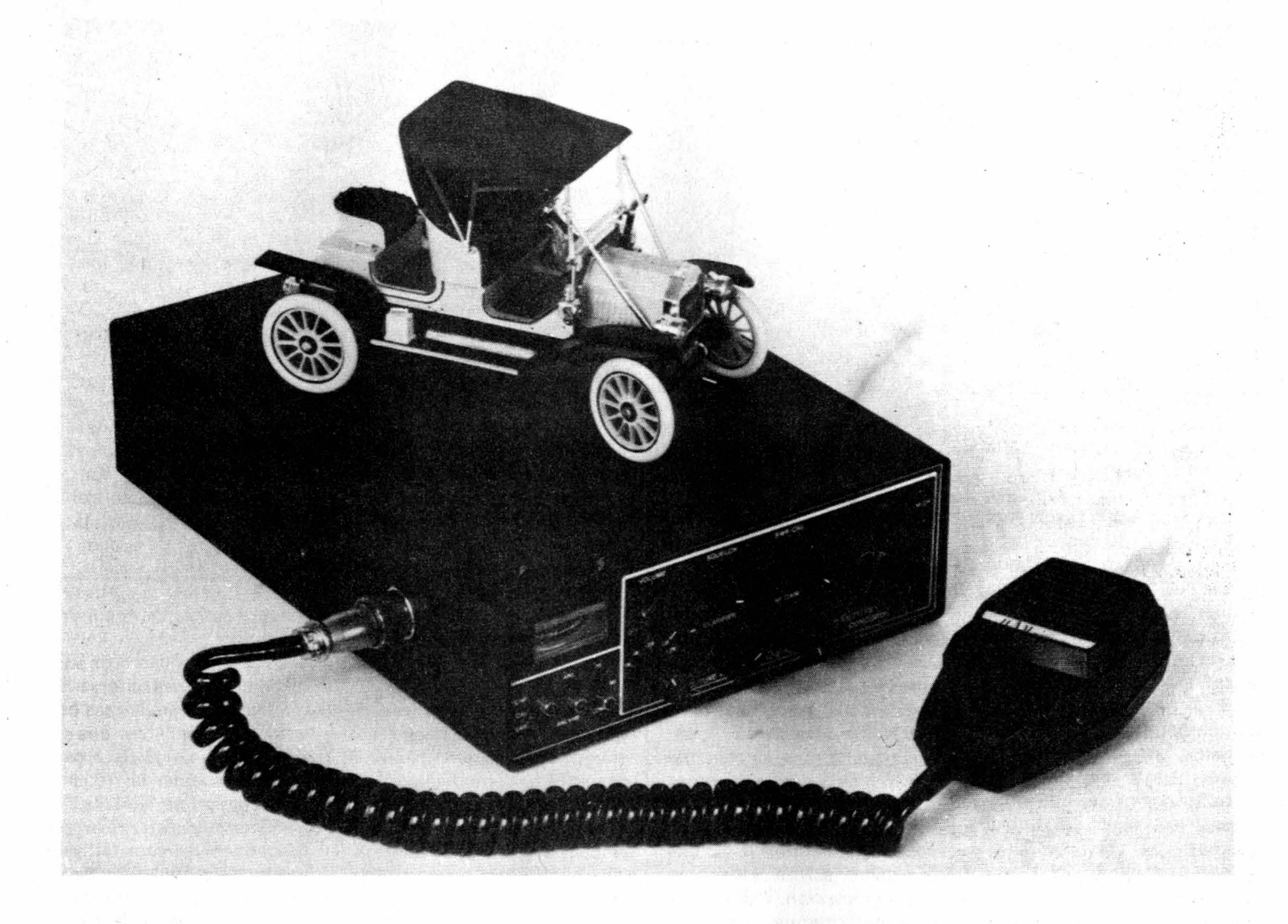
Nous avons ensuite mesuré la surmodulation possible permettant de savoir si et de combien il était possible de surmoduler la bande... Pour la LN, nous avons trouvé + 5,5 dB, pour la GM I + 10,4 dB, pour la type II + 7 dB et pour la type métal + 11,4 dB. Ces niveaux sont pris par rapport au 0 dB des indicateurs et non au niveau Dolby.

Le bruit de fond pondéré DIN, avec Dolby mesuré pour les quatre types de bande est aux niveaux suivants : – 62, 5 dBm pour la LN, – 62 pour la type I, – 63 pour la II et – 62,5 pour le métal. Les dynamiques maximales de ces trois types de bande sont les suivantes : 61,5 dB pour la LN, 67,2 pour la Grand Master I, 65,2 pour la Grand Master II et enfin 68,9 pour la métal. On note une différence de dynamique de moins de 2 dB entre la cassette type I et la cassette Métal.

Les courbes de réponse ont été tracées à – 15 dB, nous avons là de très bonnes performances d'ensemble avec une bande passante tout de même un peu meilleure pour le métal. Les courbes sont relativement linéaires en dehors de leurs limites, ce ne sont pas des lignes droites mais l'écart n'est pas très important.

## Conclusions

Le magnétophone AKAI GX-F80 est un appareil digne de confiance, il continue une longue lignée d'appareils sans la déparer, nous avons apprécié les trois têtes offertes à un prix tout de même intéressant. Dommage que la sécurité de défilement vienne assombrir le bilan final, le constructeur a peut être de bonnes raisons de procéder ainsi, qui sait ?



# L'EMETTEUR RECEPTEUR C.B. CONCORDE - HAM INTERNATIONAL

LES Japonais sont décidément partout, même si cet appareil a reçu le nom de Concorde. Rassurez-vous tout de suite, cet appareil coûte nettement moins cher que son homonyme et, compte tenu de la sophistication électronique qu'il offre présente un rapport qualité/prix tout à fait intéressant.

Le Concorde est un appareil principalement destiné aux installations mobiles, bien que sa prise d'alimentation soit un modèle que l'on rencontre habituellement associé à un câble secteur, nous avons une tension d'alimentation de 12 V. L'appareil se fixera à la façon d'un récepteur autoradio, un étrier permet de le placer sous un tableau de bord. Comme le haut-parleur est installé à la base, il faudra veiller à ne pas poser l'appareil sur une surface quelconque, le son aurait alors bien du mal à sortir.

Toutes les commandes sont installées sur la face avant, nous y trouvons entre autre une série de potentiomètres, un sélecteur de fréquence, un galvanomètre et une série de touches de commande de diverses fonctions.

La face avant est noire et décorée par sérigraphie.

## Les fonctions

Le Concorde est un émetteur/récepteur. La commande d'émission se fait par un micro à interrupteur intégré. L'appareil est équipé d'un synthétiseur de fréquence, ce synthétiseur permet de recevoir et d'émettre sur 120 canaux dans la bande située autour de

27 MHz. Plusieurs modes d'émission et de réception sont possibles, nous avons une modulation de fréquence, une modulation d'amplitude et une modulation en BLU.

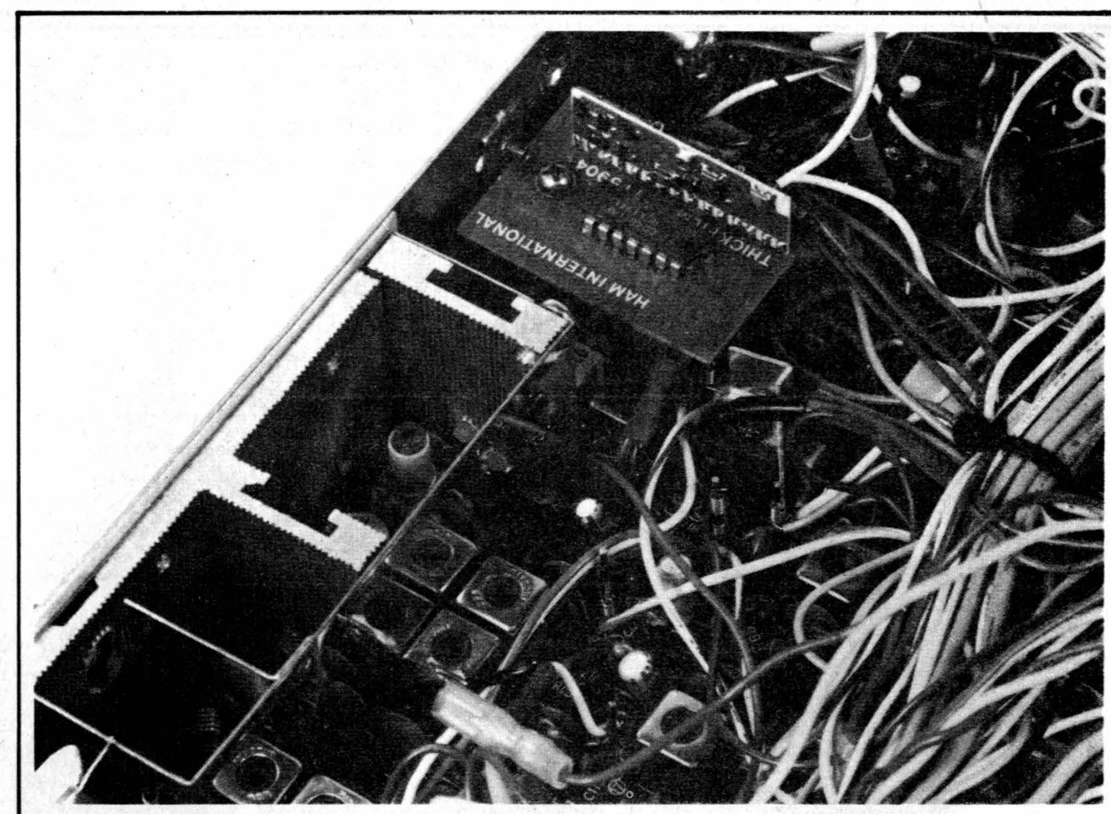
La réception et l'émission d'onde pure sont également possibles. Une commande de gain RF manuelle est prévue en façade, elle se double d'une commande automatique de gain. Un dispositif de silencieux interstations évite les bruits désagréables en l'absence d'émission. D'autres bruits comme ceux arrivant en cours de réception seront atténués par un limiteur de bruits de parasites et par un filtre coupant l'aigu et utilisable en présence de bruits de fond.

Un potentiomètre permet un accord fin, aussi bien en émission qu'en réception, ce qui offre une possibilité de trafic entre deux canaux.

Les canaux sont affichés par deux indicateurs 7 segments LED, comme 120 canaux peuvent être reçus, une diode signale qu'il faut ajouter 80 à la lecture de l'indicateur.

Le galvanomètre indique l'intensité du signal reçu et le taux d'ondes stationnaires.

Sur la face arrière se trouvent plusieurs prises, une pour l'antenne, une pour une sortie bande magnétique, une pour un fréquencemètre, une pour utiliser le micro en Public Address, une pour un haut-parleur externe et enfin une prise pour un manipulateur morse. Le micro se branche sur le côté du Concorde.




**Vue interne des circuits du Concorde. A gauche l'émetteur et ses radiateurs, plus loin un circuit hybride et au-dessus une multitude de composants.**

## Etude technique

L'appareil utilise un synthétiseur de fréquence. Le principe d'un tel instrument a été expliqué plusieurs fois dans les colonnes de la revue, rappelons simplement que nous avons ici une fréquence de référence de 10 kHz lorsque les canaux doivent être espacés de cette fréquence.

Un compteur programmable divise la fréquence de sortie d'un changeur de fréquence pour commander la fréquence d'un VCO. Suivant le diviseur du compteur, nous aurons une fréquence déterminée et que l'on pourra varier par bonds de 10 kHz. Plusieurs changements de fréquence sont utilisés ici pour produire la fréquence de l'oscillateur local, trois quartz permettent de sélectionner les trois gammes de 40 fréquences.

Le signal RF entre sur une antenne commune aux circuits d'émission et de réception. Pour la réception, il arrive sur un transformateur précédant le transistor $Q_{20}$. Pendant l'émission, le signal arrivant sur le primaire de $T_7$ est écrêté par les diodes $D_{18}$ et $D_{19}$.

$Q_{20}$ est monté en base commune, la base reçoit une tension de CAG et de commande manuelle de gain. Le transistor $Q_{21}$ est un interrupteur électronique qui entre en service au moment de l'émission afin de ne pas surcharger les circuits qui souffriraient d'un temps de récupération important.

Le transistor $Q_{22}$ reçoit sur sa base un mélange d'une tension venue de l'étage d'amplification et de l'oscillateur local à synthétiseur.

Le signal FI se dirige alors vers les amplis FI. Pour la MA et la MF, nous avons un second changement de fréquence par le modulateur équilibré à diodes $D_{22}$ et $D_{23}$. Un filtre céramique et un transformateur FI assurent la sélectivité nécessaires. Le signal est envoyé alors vers un AN 240 P circuit FI et démodulateur MF installé sur le circuit de synthèse de fréquence dessiné, ici, en haut et à droite du schéma. Le signal audio en sort pour passer dans l'un des sélecteurs de mode de fonctionnement.

Pour la réception en MA, nous avons une détection à diode classique. La réception en SSB se fait dans un ampli FI spécial utilisant un filtre à quartz XF. $Q_{19}$ est un détecteur de produit permettant d'extraire le signal contenu dans la bande latérale. L'appareil est conçu pour exploiter l'une des deux bandes latérales, le choix se faisant par changement de quartz.

L'amplificateur de puissance audio est suivi d'un transformateur, ce dernier est utilisé pour la modulation de l'émetteur.

Les circuits de squelch sont constitués de trois transistors, $Q_{32}$, $Q_{33}$ et $Q_{34}$, lorsque le signal est faible, $Q_{34}$ met à la masse l'entrée du circuit intégré audio.

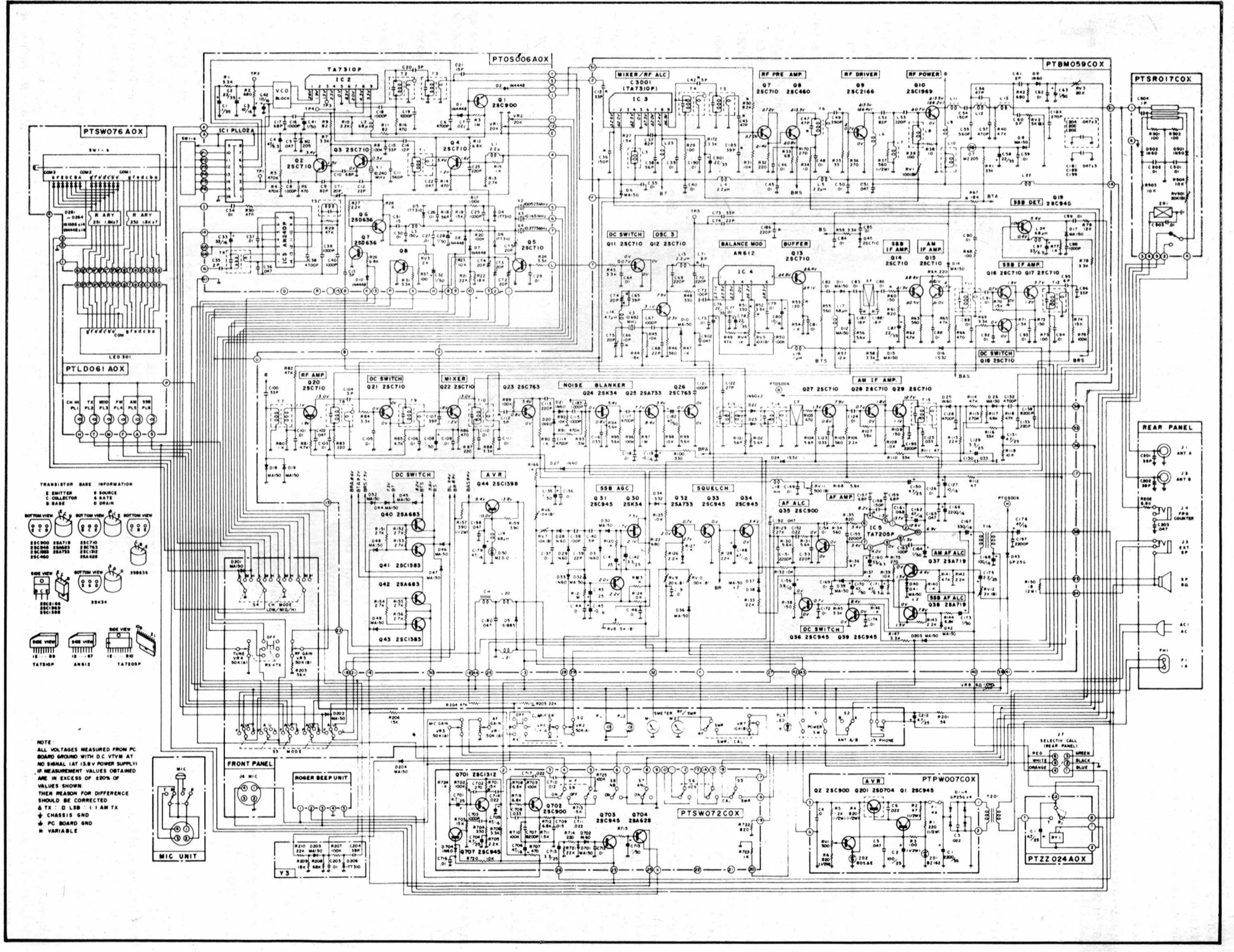
Le circuit d'accord fin utilise des diodes à capacité variable modifiant la fréquence d'oscillation de l'oscillateur à quartz. Ces diodes, $D_4$ et $D_5$ permettent de modifier la fréquence de réception de 4,5 kHz.

L'émetteur est prévu pour fonctionner suivant différents modes de modulation. Pour la modulation d'amplitude, le signal audio issu de l'amplificateur de puissance vient s'ajouter à la tension d'alimentation des étages de puissance RF $W_9$ et $W_{10}$.

En modulation de fréquence, l'oscillateur à quartz du synthétiseur de fréquence $Q_5$ est modulé en fréquence par variation de la capacité de la diode $D_5$.

En BLU, le modulateur équilibré $IC_4$ (AN 612) reçoit le signal audio et le signal RF, le signal sortant de ce circuit est un signal dont la porteuse est supprimée, le filtre à quartz élimine la bande latérale indésirable.

Un système de commande automatique de niveau commandé par le niveau de sortie de l'amplificateur de puissance



PTSW076AOX
PTLD061AOX
PTOS006AOX
IC1 PLL02A
IC2 TA7310P
IC3 AN240P
PTBM059COX
PTSR017COX
MIXER/RF ALC
C3001 (TA7310P)
IC 3
RF PRE AMP.
Q7 2SC710 Q8 2SC460
RF DRIVER
Q9 2SC2166
RF POWER
Q10 2SC1969
SSB DET.
Q19 2SC945
DC SWITCH
Q11 2SC710
OSC 3
Q12 2SC710
BALANCE MOD
AN612
IC 4
BUFFER
Q13 2SC710
SSB IF AMP
Q14 2SC710
AM IF AMP
Q15 2SC710
SSB IF AMP.
Q16 2SC710 Q17 2SC710
DC SWITCH
Q18 2SC710
RF AMP
Q20 2SC710
DC SWITCH
Q21 2SC710
MIXER
Q22 2SC710
Q23 2SC763
NOISE BLANKER
Q24 2SK34 Q25 2SA733 Q26 2SC763
AM IF AMP.
Q27 2SC710 Q28 2SC710 Q29 2SC710
REAR PANEL
DC SWITCH
Q40 2SA683
Q41 2SC1383
Q42 2SA683
Q43 2SC1383
AVR
Q44 2SC1398
SSB AGC
Q31 2SC945 Q30 2SK34
SQUELCH
Q32 2SA733 Q33 2SC945 Q34 2SC945
AF ALC
Q35 2SC900
AF AMP
IC 5 TA7205P
AM AF ALC
Q37 2SA719
SSB AF ALC
Q38 2SA719
DC SWITCH
Q36 2SC945 Q39 2SC945
TRANSISTOR BASE INFORMATION
E EMITTER
C COLLECTOR
B BASE
S SOURCE
G GATE
D DRAIN
BOTTOM VIEW
SIDE VIEW
TA7310P
AN612
TA7205P
2SK34
NOTE:
ALL VOLTAGES MEASURED FROM PC BOARD GROUND WITH D.C VTVM AT NO SIGNAL (AT 13.8V POWER SUPPLY) IF MEASUREMENT VALUES OBTAINED ARE IN EXCESS OF ±20% OF VALUES SHOWN THEN REASON FOR DIFFERENCE SHOULD BE CORRECTED
CHASSIS GND
PC BOARD GND
VARIABLE
MIC UNIT
FRONT PANEL
ROGER BEEP UNIT
Y3
S3 MODE
Q701 2SC1312
Q702 2SC900
Q703 2SC945
Q704 2SA628
Q707 2SC945
PTSW072COX
AVR
PTPW007COX
Q2 2SC900 Q201 2SD704 Q1 2SC945
SELECTIV CALL (REAR PANEL)
PTZZ024AOX

audio évite, par $Q_{35}$ la surmodulation en limitant l'amplitude de sortie du circuit intégré $IC_5$.

En BLU, un dispositif automatique permet de réduire la puissance d'émission pour éviter une surmodulation et la production de composantes indésirables.

Un filtre sophistiqué, filtre passe-bas sert à éliminer les harmoniques et à adapter l'impédance de l'antenne (50 Ω).

Un circuit de sortie est équipé d'un TOS mètre à lignes parallèles.

## Réalisation

L'appareil est manifestement construit en grande série. Des impératifs de prix de revient ont été fixés, par exemple les circuits imprimés sont en stratifié bakélisé, comme les pièces lourdes sont rares et que la construction est robuste, rien à craindre de ce côté. Les transistors de puissance RF sont installés sur un radiateur d'aluminium plaqué contre l'une des parois, cette pièce, relativement lourde est vissée solidement contre le châssis.

De nombreux conducteurs assurent les liaisons entre les diverses parties de l'appareil, plusieurs modes de connexion sont utilisées : wrapping ou soudure. Un circuit hybride à couche épaisse figure en bonne place, fixé par une petite équerre. La qualité des soudures est très bonne dans l'ensemble.

## Conclusions

Le Concorde de HAM International est un appareil grand public, conçu pour la bande des citoyens, la CB si vous préférez. Il offre de nombreux canaux et de multiples modes de réception et d'émission. C'est une bête à tout faire intéressante pour l'équipement de mobiles et aussi pour patienter dans les embouteillages !

# C.B. LE POINT DE VUE DES P.T.T.

Un responsable du bureau des radio-communications du ministère des P.T.T. a répondu à nos questions concernant la règlementation de la C.B. en France et ses perspectives d'évolution.

– **Le Haut-Parleur** : La C.B. a été libéralisée dans de nombreux pays, pourquoi la France se refuse-t-elle à suivre cet exemple ?

– **P.T.T.** : Il faut d'abord rappeler que toute modification de la réglementation dans ce domaine n'engage pas uniquement notre administration, mais nécessite une concertation préliminaire au sein du Comité de Coordination des Télécommunications qui regroupe, entre autres, les ministères des P.T.T., de l'Intérieur, de la Défense et dépend du Premier ministre.

Aujourd'hui, si la C.B. n'est pas libéralisée en France, ce n'est pas du fait d'une concurrence avec les liaisons téléphoniques mais à cause du brouillage des téléviseurs dont les fréquences moyennes sont le 28 MHz, c'est-à-dire très proches de la C.B. Aucune norme n'existant en France pour protéger les récepteurs de télévision, vous comprendrez que nos inquiétudes sont fondées. A cet égard, ce que l'on observe en Belgique (où la C.B. vient d'être libéralisée avec une puissance de 500 mW et une tolérance pour les émetteurs de 4 W jusqu'à 1982) est particulièrement révélateur : les plaintes émanant de téléspectateurs mécontents sont passées de 10 à 400 par jour !

– **Le Haut-Parleur** : Mais n'est-il pas préférable de reconnaître la C.B. en la réglementant plutôt que de maintenir une législation qui semble pour le moins dépassée ?

– **P.T.T.** : Certes, la Citizen Band est en France une réalité indiscutable et il est d'ailleurs très probable que notre réglementation évoluera dans le sens d'une libération d'ici un an à un an et demi, à l'issue des travaux que mène actuellement la conférence européenne des Postes et Télécommunications (C.E.P.T.) en vue d'une harmonisation des textes européens.

– **Le Haut-Parleur** : Quelles seraient les grandes lignes de cette réglementation future ?

– **P.T.T.** : Rien n'est encore décidé car nous ne voulons pas préjuger des conclusions de la C.E.P.T. Cependant, si l'on regarde les diverses réglementations des pays occidentaux, force est de reconnaître que seuls la R.F.A. et les Pays-Bas semblent avoir organisé la C.B. avec succès en règlementant la puissance à 500 milliwatts pour 22 canaux. Ces deux exemples nous apparaissent comme les plus probants et les plus susceptibles d'être suivis car la situation de la C.B. telle qu'elle se présente en Belgique, aux Etats-Unis ou à plus forte raison en Italie n'est pas très enviable.

– **Le Haut-Parleur** : On a parlé de « déplacer » la C.B. sur la gamme de fréquence des 900 MHz, qu'en est-il exactement ?

– **P.T.T.** : Il s'agit en effet d'une idée qui a été lancée en 1979, lors d'une réunion de la Conférence administrative mondiale des radio-communications, à Genève. En l'occurrence, il ne s'agit en fait que d'un projet dont on étudie actuellement l'approche. « Déplacer » la C.B. sur la gamme de fréquence des 900 MHz permettrait, en modulation de fréquence, d'établir de très bonnes liaisons dans un rayon d'environ 30 kilomètres sans créer trop de parasites. Cependant, il ne serait pas possible d'établir des liaisons intercontinentales. D'ici un an, on devrait savoir si cette éventualité est susceptible d'être davantage étudiée et, si la réponse est positive, la libéralisation de la C.B. se ferait provisoirement sur 27 MHz. Quoi qu'il en soit, il s'agit d'un projet à très long terme et dont on ne sait encore s'il verra le jour.

– **Le Haut-Parleur** :En attendant un changement dans la réglementation, les C.Bistes sont toujours en infraction. La déclaration de détention « 30/50 » leur permet-elle de se mettre à l'abri des poursuites ?

– **P.T.T.** : Pas toujours. La déclaration de détention, en dehors du cas de flagrant délit où elle est inopérante, peut en effet donner lieu à diverses interprétations et un Parquet peut très bien estimer qu'un émetteur-récepteur mobile branché sur la batterie d'un véhicule induit une présomption d'utilisation. Dans ce cas, des poursuites peuvent s'engager.

– **Le Haut-Parleur** : Quel rôle doivent tenir, à votre avis, les associations de C.Bistes ?

– **P.T.T.** : Nous avons de très bons rapports de concertations avec les clubs de radioamateurs et nous souhaiterions qu'il en soit de même avec les organisations de C.Bistes, même si leur situation n'est pas la même. En tout état de cause, elles ont un rôle pédagogique très important à assurer.

**Propos recueillis par J.-M. NORMAND**



## CHAINE MITSUBISHI DAA 600

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **MITSUBISHI DAA600**
- un préamplificateur **MITSUBISHI DAP600**
- un tuner **MUTSUBISHI DAF210**
- un magnétocassette **MITSUBISHI DT 4550**
- une table de lecture **MITSUBISHI DP84**
- deux enceintes acoustiques **SIARE CLUB5**

**L'amplificateur**
**MITSUBISHI DAA600**
Puissance : 2 x 50 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,08 % (à 1 W).
Distorsion d'intermodulation : 0,01 % (à 1 W).
Bande passante : 5 à 100 000 Hz (+ 0 – 1 dB).
Rapport signal/bruit : 118 dB.

**Le préamplificateur**
**MITSUBISHI DAP600**
Distorsion harmonique : phono 0,05 % – Aux. 0,02 %.
Bande passante : phono : 20 à 20 000 Hz + 0,5 dB – Aux. : 10 à 70 000 Hz ± 0,5 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 68 dB, Aux. : 80 dB.

**Le tuner**
**MITSUBISHI DAF210**
Gammes d'ondes : PO-FM.
Sensibilité FM : 1,3 μV
Rapport signal/bruit : 70 dB (mono).
Séparation stéréo : 40 dB.

**Le magnétocassette**
**MITSUBISHI DT4550**
Pleurage et scintillement : 0,07 %.
Bande passante : 30 à 16 000 Hz (CrO2).
Rapport signal/bruit : 56 dB avec Dolby.

**La table de lecture**
**MITSUBISHI DP84DA**
Platine automatique à entraînement direct et à commandes frontales.
Régulation de vitesse : ± 3 %.
Pleurage et scintillement : 0,03 %.
Rapport signal/bruit : 70 dB.

**L'enceinte acoustique**
**SIARE Club 5**
Puissance : 60 W
Impédance : 4-8 Ω
Bande passante : 60 à 18 000 Hz.

## CHAINE MITSUBISHI DAU 310

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **MITSUBISHI DAU310.**
- une table de lecture **SONY PST15.**
- deux enceintes acoustiques **SCOTT S177B.**

**L'amplificateur**
**MITSUBISHI DAU310**
Puissance : 2 x 50 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,03 % (à 1 W).
Distorsion d'intermodulation : 0,1 % (à 1 W).
Bande passante : Phono : 20 à 20 000 Hz, ± 0,5 dB – Aux. : 10 à 60 000 Hz, ± 1 dB.

**La table de lecture SONY PST15**
Platine semi-automatique à entraînement direct.
Pleurage et scintillement : 0,065 % (DIN).
Rapport signal/bruit : 68 dB (DIN).
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

**L'enceinte acoustique**
**SCOTT S177B**
Enceinte à 3 voies.
Puissance max. : 55 W.
Bande passante : 50 à 18 000 Hz (± 4 dB).
Impédance : 6-8 Ω

## CHAINE MITSUBISHI DAU 210

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **MITSUBISHI DAU210**
- une table de lecture **AKAI AP 100C**
- deux enceintes acoustiques **SIARE CX32.**

**L'amplificateur**
**MITSUBISHI DAU210**
Puissance : 2 x 28 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,06 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,1 %.
Bande passante : phono : 20 à 20 000 Hz, ± 0,5 dB – Aux. : 10 à 60 000 Hz, ± 1 dB.

**La table de lecture**
**AKAI AP100C**
Platine semi-automatique à entraînement par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Fluctuations : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : 53 dB.

**L'enceinte acoustique**
**siare CX 32**
Puissance : 45 W
Impédance : 4 à 8 Ω
Bande passante : 30 à 22 000 Hz.
Enceinte à 3 voies.

# SELECTION DE CHAINES HIFI



## CHAINE TECHNICS SE-A808

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **TECHNICS SE-A808.**
– un préampli-tuner **TECHNICS ST-K808**
– un magnétocassette **TECHNICS RS-M45**
– une table de lecture **TECHNICS SLQ33.**
– deux enceintes acoustiques **JBL 55VX.**

**Le préamplificateur TECHNICS SE-A-808.**
Puissance : 2 x 45 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,02 %.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz (+ 0 ; – 0,2 dB).
Rapport signal/bruit : 100 dB

**Le préamplificateur tuner TECHNICS ST-K808**
Préamplificateur à synthétiseur à quartz AM-FM et microprocesseur.
**Partie tuner :**
Sélectivité : FM : 75 dB ; AM : 55 dB.
Rapport signal/bruit : phono : 75 dB – Tuner Aux. : 85 dB.

**Le magnétocassette TECHNICS RS-M45**
Sélecteur de bande métal, CrO2, Fe Cr et normale.
Pleurage et scintillement : 0,035 %.
Rapport signal/bruit : 68 dB (avec Dolby).
Bande passante 30 à 17 000 Hz (± 3 dB).

Cet ensemble peut être télécommandé à distance par infrarouges par l'intermédiaire du boîtier TECHNICS SH-R808.

**La table de lecture TECHNICS SL-Q33**
Platine automatique à entraînement direct piloté par quartz.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 % WRMS
Ronronnement : – 78 dB (DIN B).

**L'enceinte acoustique JBL 55 VX**
Puissance max. : 80 W.
Enceinte à deux voies.
Haut-parleur de basses : Ø 20 cm.
Tweeter : Ø 7,5 cm.
Fréquence de raccordement : 2 000 Hz.

## CHAINE MARANTZ PM250

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **MARANTZ PM250**
– un tuner **MARANTZ ST300L.**
– un magnétocassette **MARANTZ SD 1000.**
– une table de lecture **AKAI AP100C.**
– deux enceintes acoustiques **BST XL300.**

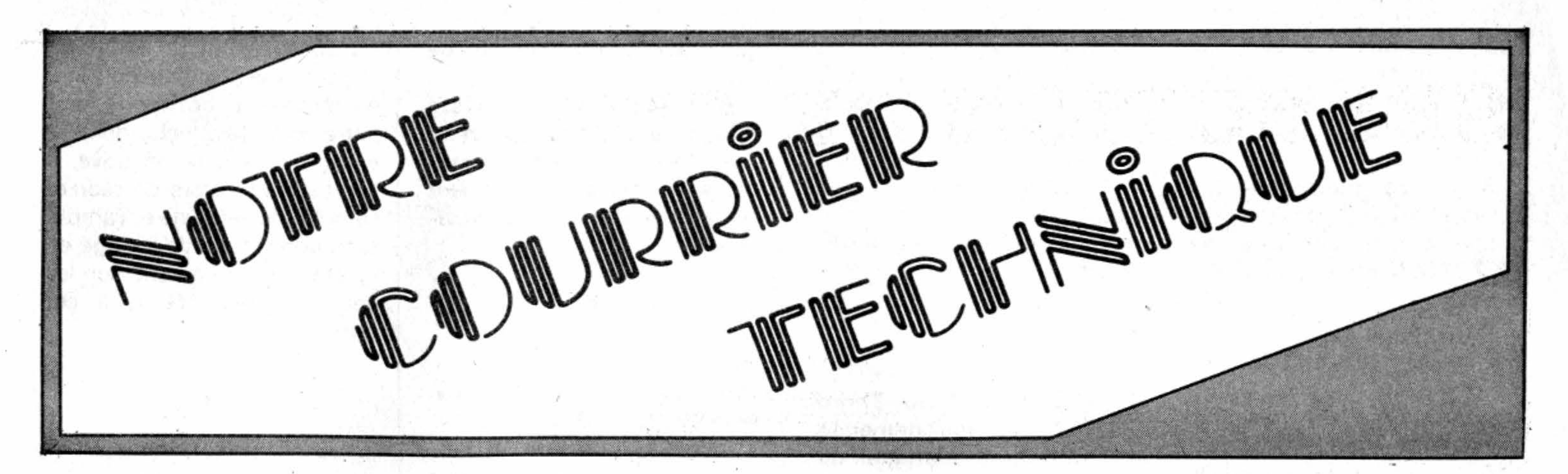
**L'amplificateur MARANTZ PM250**
Puissance : 2 x 25 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,05 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,05 %.
Bande passante phono : 20 à 20 000 Hz ± 0,5 dB – Aux. 20 à 50 000 Hz.
Rapport signal/bruit : Phono : 82 dB – Aux. : 91 dB.

**Le tuner MARANTZ ST300L.**
Gammes d'ondes : PO-GO-FM.
Sensibilité FM : 0,9 μV
Rapport signal/bruit : 65 dB (mono) non pondéré.
Distorsion harmonique : 0,15 % (mono).
Séparation stéréo : 43 dB.

**La table de lecture AKAI AP100C**
(voir chaîne MITSUBISHI DAU210)

**Le magnétocassette MARANTZ SD1000**
Réponse en fréquence : 0 à 16 500 Hz (feCr).
Pleurage et scintillement : 0,17 % (DIN).
Moteur à courant continu
Commandes frontales
Nombre de têtes : 2.

**L'enceinte acoustique BST XL300**
Enceinte close à trois voies.
Puissance : 27 W.
Impédance : 8 Ω




par R.-A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05, poste 288), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

**RR - 02.05 : M. Jean-Luc Aboulin, 88 VITTEL.**

**1) souhaite prendre connaissance de diverses descriptions de détecteurs de métaux ;**

**2) nous demande des précisions concernant les brochages des transistors et des circuits intégrés ;**

**3) désire quelques renseignements au sujet de la fréquence d'oscillation des quartz.**

1) D'après notre fichier documentaire, des descriptions de détecteurs de métaux ont été faites dans les publications suivantes :

Radio-Plans N° 312 (p. 103) et 348 (p. 63).

Electronique Pratique N° 1571 (p. 90).

Haut-Parleur N° 1316 (p. 118), 1355, 1416 (p. 57), 1429 (p. 153) et 1598 (p. 107).

Si vous ne possédez pas ces revues, vous pouvez les demander à la Société des Publications Radio-électriques et Scientifiques – Service Vente - 2 à 12, rue de Bellevue 75940 Paris Cedex 19. Ce service vous indiquera le montant de la somme à lui faire parvenir compte tenu des numéros souhaités.

2) Les brochages des transistors sont toujours représentés vus de dessous (côté sorties). Par contre, les brochages des circuits intégrés sont toujours représentés vus de dessus (côté opposé aux pattes).

3) a) Pour obtenir une précision absolue dans la fréquence de l'oscillation d'un quartz, après taillage et vieillissement, il faut envisager sa stabilisation en température (enceinte thermostatée) ; mais une telle disposition n'est pas toujours possible du fait de l'encombrement requis pour une enceinte de ce genre.

b) Lorsqu'on fait tailler un quartz pour une fréquence donnée, il faut toujours indiquer le montage d'oscillateur sur lequel le quartz sera utilisé ; ainsi, le fabricant peut faire la mise au point en fréquence du quartz sur le même type d'oscillateur.

c) On peut effectivement augmenter la fréquence d'un quartz en le retaillant (usure) ; mais c'est un travail qui ne peut être mené à bien que par une firme spécialisée. On peut également recouvrir les faces actives d'un quartz par des couches successives de mercurochrome ; dans ce cas, on diminue sa fréquence d'oscillation, mais la différence ne peut être que de quelques dizaines de hertz.

●

**RR - 02.06-F : M. Bernard Chaverot, 38 VOIRON :**

**1) a réalisé le modulateur de lumière décrit dans le N° 1539, page 267, et nous demande conseil pour sa mise au point ;**

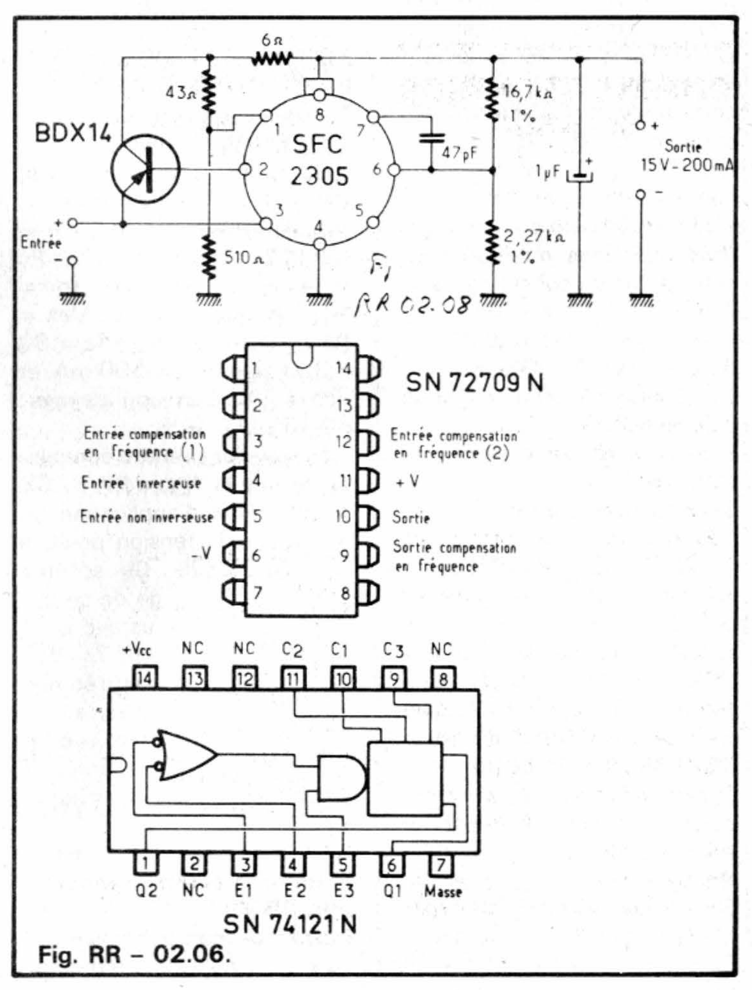



Fig. RR – 02.06.

**2) nous demande des renseignements complémentaires au sujet de l'ondulateur décrit dans le Nº 1567, page 275 ;**

**3) désire connaître les caractéristiques et le brochage des circuits intégrés SN72709N et SN74121N.**

1) Faute de pouvoir examiner votre montage et de nous y livrer à des mesures systématiques, il nous est très difficile de vous indiquer avec certitude la raison pour laquelle notamment vos spots restent constamment allumés. Nous ne pouvons qu'envisager certaines éventualités possibles telles que :

– défaut dans l'alimentation basse tension 20 V des transistors (voir tension et filtrage) ;
– défaut possible du photocoupleur $T_1$ ;
– résistance $R_3$ d'une valeur insuffisante ;
– triacs défectueux, d'une tension insuffisante, n'ayant pas tenu au secteur 220 V.

Le cas échéant, il faudrait nous indiquer les diverses tensions que vous mesurez en différents points du montage. D'autre part, en déconnectant les points 10, 11 et 12 de commande des gâchettes, les spots restent-ils toujours éclairés ? Si oui, triacs en court-circuit.

2) Les valeurs des composants qui vous manquent au sujet de la figure 2 sont les suivantes :
$R_9$ = 360 kΩ 1 % 0,5 W
R = 330 kΩ 1 % 0,5 W
C = C = $C_1$ = 10 nF (céramique ou polyester).

3) Caractéristiques des circuits intégrés :

**SN72709N** : amplificateur opérationnel ; Vcc = 15 V ; Pd = 200 mW ; V offset = 10 mV ; 1 offset = 750 nA ; 1 polar. = 2 μA ; Δ V entrée = 16 V ; impédance différentielle d'entrée = 50 kΩ ; Δ V sortie = 24 V sur 10 kΩ ; gain en boucle ouverte = 83 dB.

**SN74121N** : multivibrateur monostable temporisé ; Vcc = + 5 V ; immunité statique = 0,4 V ; Pd = 115 mW ; Pc = 90 mW ; $E_1$ + $E_2$ = entrées de déclenchement sur front négatif ($E_3$ restant au niveau haut) ; $E_3$ = entrée de déclenchement sur front positif ($E_1$ et $E_2$ restant à l'état bas) ; $Q_1$ = $Q_2$ = sorties ($Q_2$ inverse de $Q_1$) ; $C_1$, $C_2$, $C_3$ = pattes de connexion pour composants RC de temporisation extérieure.

Brochages : voir figure RR - 02.06.

●

**RR0 02.08-F : M. Guy Thoral, 74 ANNECY, nous demande :**

**1) les caractéristiques des diodes 40 HF 5 et 40 HF 40 ;**

**2) les caractéristiques des transistors AD 156 et AD 157 ;**

**3) les caractéristiques et le brochage du régulateur de tension SFC 2305.**

1) Caractéristiques des diodes :

**40 HF 5** : redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 50 V ; intensité redressée maximale = 40 A.

**40 HF 40** : redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 400 V ; intensité redressée maximale = 40 A.

2) Caractéristiques maximales des transistors :

**AD 156** : germanium PNP ; PC = 11 W ; Ic = 3,5 A ; Ib = 400 mA ; Vcb = 32 V ; Veb = 10 V ; Vce = 26 V ; h fe = 30 à 100 pour Ic = 1 A et Veb = 1 V. Correspondances : AD 148, AD 262.

**AD 157** : germanium NPN ; Pc = 4 W ; Ic = 1 A ; Ib = 100 mA ; Vcb = 32 V ; Veb = 10 V ; Vce = 20 V ; h fe = 80 à 320 pour Ic = 500 mA et Vcb = 1 V. Correspondances : AD 161, AD 165.

3) Veuillez prendre connaissance sur la figure RR-02.08 d'un schéma d'application du régulateur de tension positive type SFC 2305. Ce schéma indique le brochage de ce circuit intégré où nous avons : 1 = limiteur de courant ; 2 = ballast extérieur ; 3 = entrée non régulée ; 4 = masse ; 5 = découplage (éventuellement) ; 6 = rétroaction ; 7 = compensation ; 8 = sortie régulée.

Ce montage nécessite une tension d'entrée comprise entre 18 et 40 V ; il délivre une tension de sortie stabilisée à 15 V (200 mA) avec réduction automatique du courant de court-circuit.

Bien entendu, il existe d'autres montages possibles, avec d'autres transistors extérieurs, permettant notamment l'obtention d'intensités supérieures.

●

**RR - 02.09 : M. Daniel Duperray, 95 PONTOISE :**

**1) nous demande si l'alimentation symétrique décrite dans le nº 1544, page 238, pourrait débiter 4 A moyennant quelques modifications ;**

**2) sollicite nos conseils pour l'utilisation d'un microphone sur sa chaîne Hi-Fi ;**

**3) aimerait avoir notre avis concernant le fonctionnement de son téléviseur.**

1) Cette alimentation pourrait effectivement débiter 4 A sous certaines conditions :

a) Il faut évidemment utiliser un transformateur Tr1 et des diodes de redressement ($D_1$, $D_2$, $D_3$, $D_4$) capables de débiter cette intensité.

b) Les transistors ballast $Q_1$ et $Q_6$ seront doublés : deux MJ2941 en parallèle.

c) Les résistances $R_9$ et $R_{19}$ seront réduites à 1,1 Ω (deux résistances de 2,2 Ω en parallèle pour chacune).

2) Sur votre chaîne Hi-Fi, outre le microphone, il faudrait également utiliser un préamplificateur microphonique dont de nombreux schémas ont déjà été donnés dans nos différentes publications ; veuillez par exemple consulter :

Electronique Pratique nos 1506 (p. 34 et 77), 1564 (p. 69), 1601 (p. 104) et 1620 (p. 96).

Haut-Parleur nº 1366 (p. 74).

3) Votre vendeur TV prétend qu'il est normal que les titres ou textes débordent de l'écran... De telles affirmations nous paraissent tout de même exagérées ! Certes, il arrive que des textes ou des titres débordent l'écran d'un téléviseur, mais ce n'est cependant pas la généralité.

A titre de vérification, il vous suffit d'observer la mire TDF transmise avant le début de chaque émission ; elle doit être entièrement contenue sur votre écran sans débordement excessif. Dans la négative, il vous suffirait alors de réduire l'amplitude verticale et l'amplitude horizontale de l'image en agissant modérément sur les deux réglages prévus à cet effet.

●

**RR - 02.10-F : M. Christophe Courcel, 01 BOURG-EN-BRESSE, nous demande :**

**1) quelles modifications peut-on apporter à un tuner FM normal afin de recevoir la bande de 60 à 87 MHz (approximativement) toujours en FM ;**

**2) les caractéristiques d'une antenne convenant à la réception de cette bande ;**

**3) conseil pour le montage de deux VU-mètres sur un amplificateur BF.**

1) Partant d'un tuner FM normal, pour recevoir la bande 60 à 87 MHz, il faut augmenter la capacité des condensateurs qui se trouvent en parallèle sur les bobinages « accord » d'une part, et « oscillateur » d'autre part. Pour cela, on peut **ajouter** des petites capacités supplémentaires de 10 à 15 pF sur chacun de ces circuits. Nous ne pouvons guère être plus précis, car il nous faudrait pouvoir consulter le schéma de l'appareil à modifier.

2) Sur la figure RR-02.10, nous vous communiquons le schéma d'une antenne « ground-plane » dimensionnée pour la bande 60 - 87 MHz. La partie rayonnante est constituée par l'élément OEM replié, élément constitué lui-même par les sections OE et EM de diamètres différents.

Nous avons :
OE = EM = 0,97 m
OE = tube de cuivre de 16 mm de diamètre
EM = tube de cuivre de 6 mm de diamètre (soudure au point E)
AO = BO = CO = DO = 0,96 m (tubes de cuivre de 12 mm de diamètre).

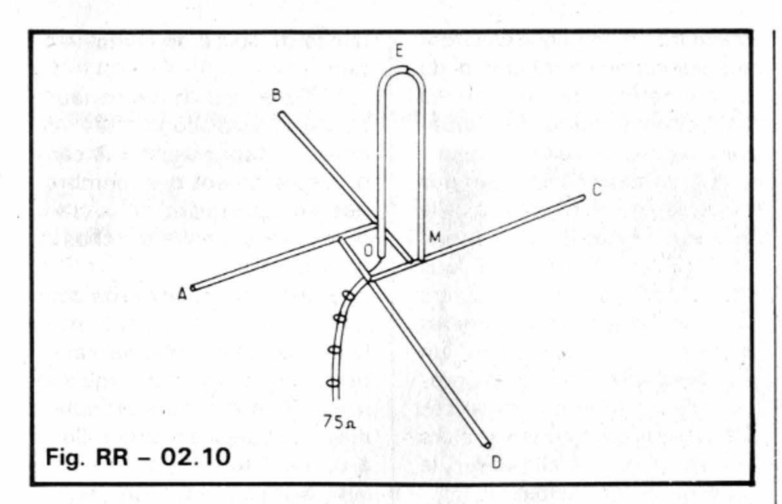


Fig. RR – 02.10

Le carré de base de sommet M n'a pas à être isolé ; il est à la masse par le mât (tube métallique) servant de support, auquel il est fixé mécaniquement.

L'élément vertical OEM est soudé au carré de base des éléments horizontaux au point M. Par contre, bien entendu, le point O doit être isolé par un bloc isolateur en polyéthylène ou en stéatite.

Pour un câble coaxial de descente d'impédance 75 Ω, l'espacement d'axe en axe entre les éléments OE et EM doit être de 20 mm.

3) Sur votre amplificateur, les deux VU-mètres doivent respectivement se monter en parallèle sur la sortie « haut-parleur gauche » et sur la sortie « haut-parleur droite ». Veuillez vous reporter au schéma de la figure 1, page 289, n° 1535 ; vos galvanomètres de 400 μA peuvent convenir, la résistance variable RV permettant d'ajuster une fois pour toutes la déviation maximale.

●

**RR - 02.11 : M. Gaston Ramirez, 72 ALLONNES :**

**1) sollicite des renseignements au sujet des téléviseurs et des tubes cathodiques ;**

**2) nous demande des précisions complémentaires concernant l'amplificateur BF décrit dans le n° 1561, p. 130 ;**

**3) sollicite des précisions pour l'utilisation du tube d'émission EIMAC 4 - 65 A.**

1) Les rayons X se manifestent principalement sur les téléviseurs couleurs à lampes : lampe du circuit pompe, redresseuse THT, et évidemment tube cathodique (que le téléviseur soit à lampes ou à transistors pour ce dernier organe). Il suffit donc d'éviter de s'approcher trop près des éléments indiqués lorsqu'on procède à des mesures... les travaux proprement dits s'effectuant toujours téléviseur arrêté. Pour les appareils en noir et blanc, le rayonnement X est extrêmement faible et peut être négligé.

Pour éviter l'implosion d'un tube cathodique, il suffit d'éviter un refroidissement brusque (par exemple courant d'air sur un tube chaud). Il faut également s'assurer que la fixation du tube cathodique n'exerce pas une force excessive sur le verre. Par ailleurs, un tube cathodique ne doit jamais être manipulé en le tenant par le col, mais exclusivement en le prenant à deux mains par la dalle (écran).

2) a) Les potentiomètres RV sont des ajustables de 10 kΩ à loi de variation linéaire.

b) $P_1$ est un potentiomètre de 100 kΩ à loi de variation logarithmique.

c) Concernant les condensateurs, il faut lire :
$C_1 = C_2 = 10\,\mu F/45\,V$
$C_3 = 100\,\mu F/25\,V$.

d) Au sujet des condensateurs de liaison au haut-parleur : figure 3, p. 130 : la polarité du condensateur CS du haut doit être inversée. Figure 6, p. 132 : les polarités des deux condensateurs 4700 μF/60 V doivent être inversées.

En d'autres termes, les pôles (+) doivent correspondre aux points médians des transistors de sortie.

e) Enfin, page 134, pour la formule, il faut lire :

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

3) On peut effectivement utiliser le tube EIMAC 4 - 65 A en amplificateur PA de PH modulée ; c'est le cas non seulement dans certains montages AM, mais aussi toujours en SSB. Le tube doit alors fonctionner en classe AB 1 dont les conditions sont alors les suivantes :

$V_a = 1500\,V$ ; $I_a$ (repos) $= 30\,mA$ sans signal HF appliqué ; la crête $= 83\,mA$ (avec signal modulé HF appliqué) ; $V_{g2} = 500\,V$ ; $V_{g1}$ (polar.) $= -90\,V$ ; $I_{g2} = 5\,mA$ ; $W_o = 60\,W$ environ.

Nous n'avons pas les conditions d'emploi pour une tension anodique inférieure à 1500 V.

Dans le cas de la FM, les conditions sont identiques à celles de la classe C télégraphie (CW).

●

**RR - 02.12-F : M. Pierre Lefranc, 50 QUERQUEVILLE :**

**1) nous demande conseil pour une modification qu'il se propose d'apporter à son amplificateur BF modèle MA 33 S ;**

**2) désire le schéma d'un booster BF de 30 W pour voiture ;**

**3) aimerait avoir connaissance du schéma d'un détecteur par capacité d'approche humaine ;**

**4) désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés NE 566 T et SN74164 N.**

1) Le transformateur prévu sur l'amplificateur MA 33 S peut très bien alimenter en supplément un filtre actif et un indicateur de saturation, la consommation de ces deux derniers circuits étant relativement faible.

Il n'est pas du tout nécessaire de partir de la tension alternative de 28 V qu'il faudrait redresser et filtrer ; il suffit de dériver à partir de la tension continue d'alimentation. Pour obtenir les tensions qui vous sont nécessaires (18 et 24 V), outre les résistances chutrices et condensateurs de découplage habituels, vous pouvez prévoir une diode zener 24 V et une diode zener 18 V pour une parfaite stabilisation de ces tensions.

2) Nous sommes désolés, mais nous ne disposons d'aucun schéma de booster BF

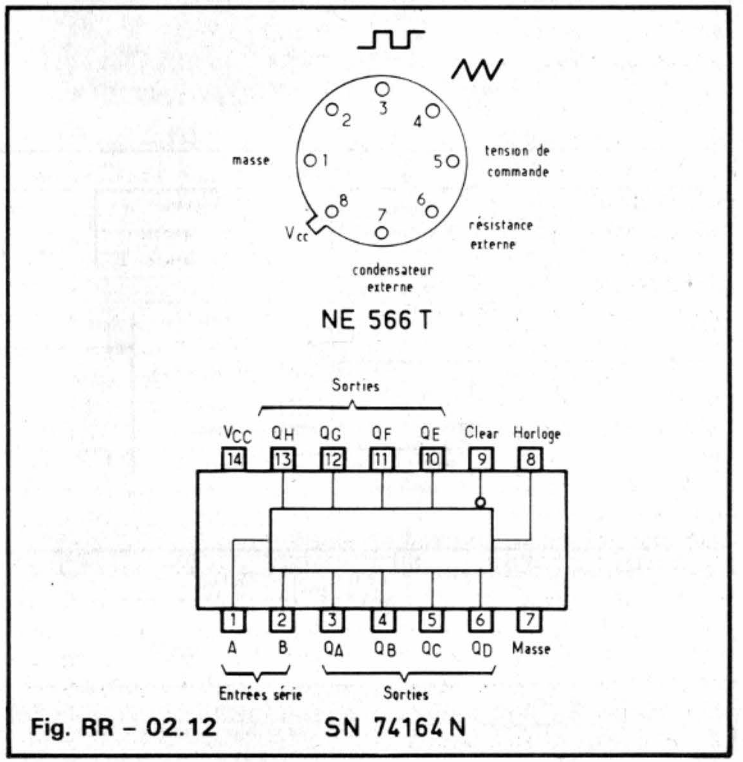


Fig. RR – 02.12 SN 74164 N

de 30 W pour automobile. Le seul booster de forte puissance que nous pouvons vous proposer est celui qui a été décrit dans le n° 1634, p.95 ; il offre une puissance de 15 W. Nous estimons que cette puissance est plus que suffisante, et nous voyons mal ce que vous pourriez faire de 30 W à l'intérieur d'une voiture...

3) Il n'est pas possible de réaliser un détecteur **par capacité** d'approche humaine pour une distance de 4 ou 5 mètres.

Tout dépend de ce que vous souhaitez faire ou obtenir, mais s'il s'agit par exemple de la protection d'un local, vous pourriez envisager la construction d'un dispositif d'alarme à ultrasons par effet Doppler (voir Electronique Pratique n° 1506, p.52).

4) Caractéristiques des circuits intégrés :

**NE 566 T** : oscillateur commandé par une tension (VCO) ; Vcc = + 12 V ; Pd = 130 mW ; impédance d'entrée = 1 MΩ ; impédance de sortie = 50 Ω ; ΔV = 5 V min.

**SN74164N** : registre à décalage, entrée série, sortie parallèle, 8 bits ; remise à zéro ; fréquence d'horloge maximale = 20 MHz ; consommation = 180 mW ; Vcc = + 5 V ; tension minimale d'entrée à l'état haut = 2 V ; tension maximale d'entrée à l'état bas = 0,8 V ; tension maximale en sortie à l'état bas = 0,4 V ; tension minimale en sortie à l'état haut = 2,4 V.

Brochages : voir figure RR-02.12.

●

**RR - 02.13-F : M. Michel Bouillon, 69005 LYON :**

**1) nous pose diverses questions d'ordre BF ;**

**2) désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TBA920.**

1) a) Une impédance d'**entrée BF** n'est jamais trop importante ; elle ne peut risquer que d'être trop faible !

b) Pour effectuer une sortie pour « magnéto », il faut prélever les signaux BF par l'intermédiaire d'un condensateur sur le sommet (point chaud) du potentiomètre de volume (à voir selon schéma de l'appareil).

c) L'impédance du ou des tweeters doit être égale à celle du haut-parleur principal (donc 16 Ω). Par conséquent, il vous faut utiliser vos deux tweeters de 8 Ω connectés **en série**, et également en série avec un condensateur de 8 μF (de préférence du type non polarisé). Cet assemblage série est alors connecté en parallèle sur le haut-parleur principal.

d) Il ne faut pas utiliser des enceintes 16 Ω sur un amplificateur prévu pour 8 Ω. La puissance serait moindre et surtout vous risqueriez de claquer les transistors de sortie par breakdown.

e) Sur un amplificateur de 50 W, vous pouvez utiliser deux haut-parleurs de 25 W ; l'absorption de puissance sera respectée. Vous pouvez envisager, soit un groupement série, soit un groupement parallèle ; mais il faut que l'impédance résultante du groupement des deux haut-parleurs soit égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur.

f) Tous les haut-parleurs doivent être connectés en phase : il faut observer le sens de déplacement des membranes en appliquant le courant d'une pile ordinaire sur chaque haut-parleur.

g) Il n'y a aucune raison pour que les résultats soient meilleurs (en monophonie) avec deux enceintes plutôt qu'une seule. Bien sûr, en stéréophonie, il faut deux enceintes, l'une à droite, l'autre à gauche.

h) Sur l'alimentation décrite dans le n° 1579, la résistance de 47 kΩ (fig. 6, p.317) est $R_{12}$ qui aboutit à la patte 8 de $IC_1$.

Sur la figure 8, la résistance marquée * a une valeur de 100 Ω 0,5 W.

2) Caractéristiques du circuit intégré TBA 920 :

Circuit intégré de la R.T.C. permettant de réaliser la base de temps lignes dans les récepteurs de télévision en noir et blanc et en couleur. Il remplit les fonctions suivantes :

- séparateur signal-synchro ;
- porte de bruit ;
- oscillateur de lignes ;
- comparateur de phase entre l'impulsion de synchro de lignes et l'oscillateur ;
- comparateur de phase entre l'impulsion de retour de ligne et la période équivalente du signal vidéo ;
- constante de temps et gain de boucle variables permettant la suppression des bruits avec la possibilité de reproduction des enregistrements vidéo sur bande magnétique ;
- étage de sortie permettant la commande, soit de transistors, soit de thyristors, soit de tubes.

Tension d'alimentation = 12 V ; niveau vidéo fréquence d'entrée = 3 V crête à crête ; niveau d'entrée de l'impulsion de retour de lignes = ± 1 V ; tension de sortie des impulsions de synchronisation = + 10 V ; niveau de sortie de l'impulsion pour la commande des étages de puissance = 10 V ; courant de crête de sortie = 200 mA ; largeur de l'impulsion de sortie = 12 à 32 μs ; boîtier : SOT - 38.

Brochage et exemple d'utilisation : voir figure RR-02.13 (document R.T.C.).

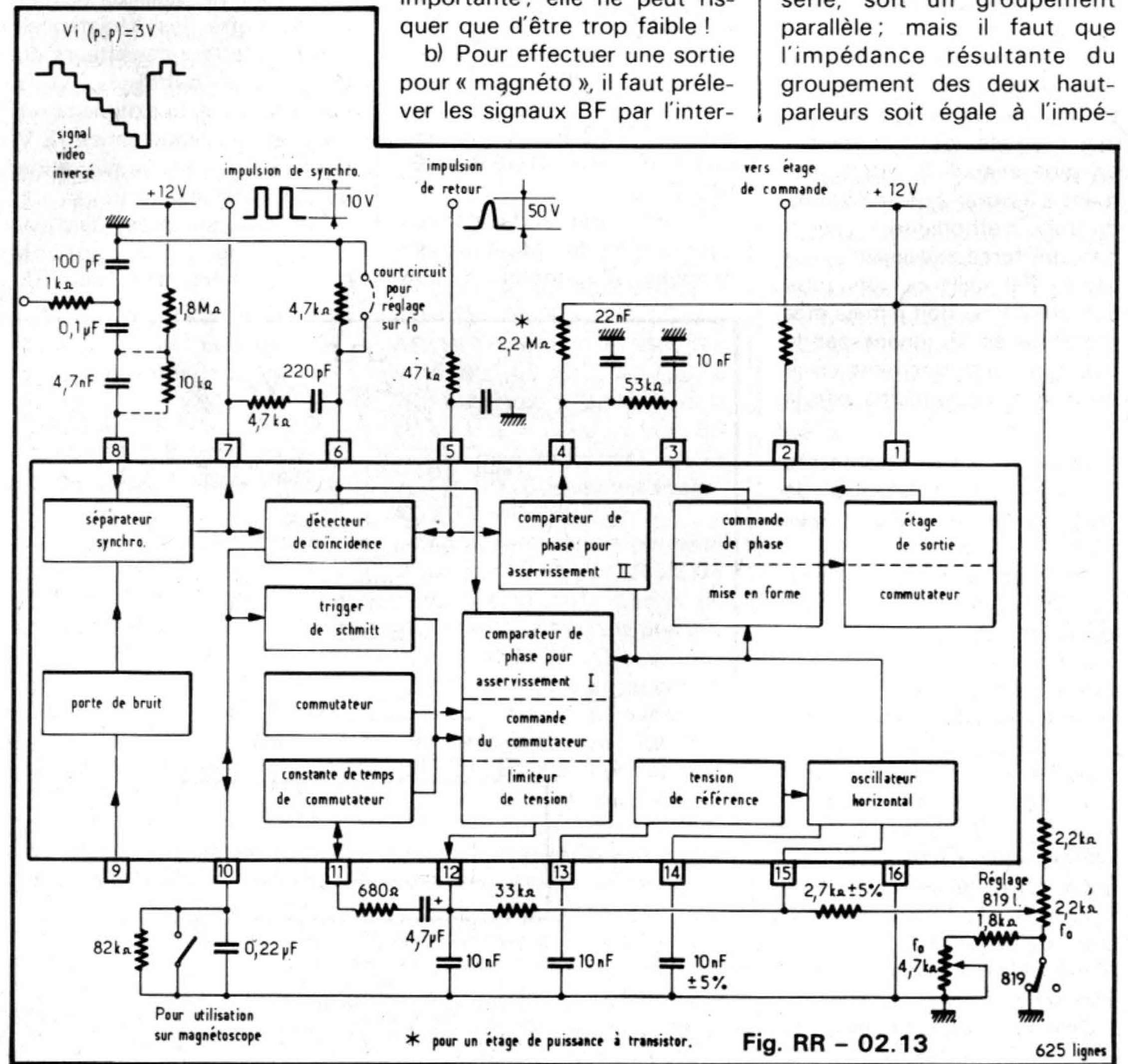



**Fig. RR – 02.13**

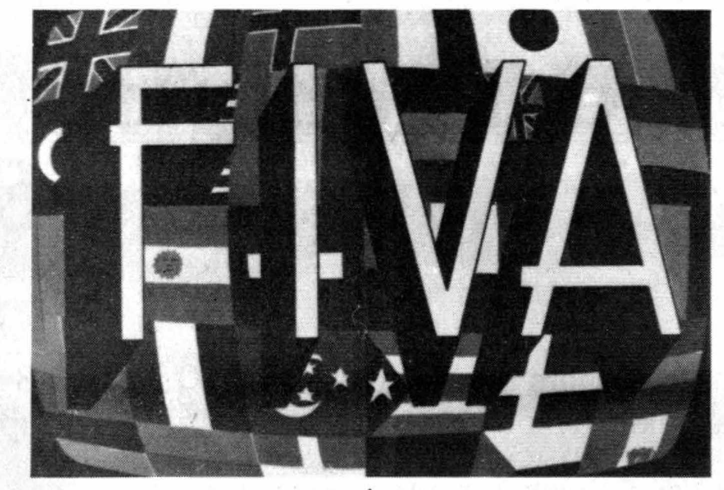
## LE 1er Festival de vidéo amateur

Le 22 mai 1980 à la Maison de Lot-et-Garonne en présience de M. le sénateur Caillavet et de M. Augarde président de l'Association Paris Lot-et-Garonne, M. Giraud président du Vidéo-Club agenais a annoncé aux représentants de la presse la création du F.I.V.A. (1er Festival International de Vidéo Amateur) qui cette année aura lieu les 17 et 18 octobre 1980 à Agen.

Cette manifestation est destinée aux amateurs de vidéo qui sont invités à envoyer nombreux leurs productions.

Ces films vidéo seront sélectionnés et les meilleurs récompensés. Les inscriptions seront closes le 20 septembre 1980.

Il est possible de demander dès maintenant le règlement et les bulletins d'inscription au




F.I.V.A. Boîte Postale 167, 47005 Agen.

Pour tous renseignements, vous pouvez vous adresser à la Maison de Lot-et-Garonne, 15,17, passage Choiseul, 75002 Paris, Tél. : 297.51.43 et au S.O.C., 24, boulevard Poissonnière, 75009 Paris. Tél. : 523.25.60 ou 523.25.64 et au F.I.V.A. Boîte postale 167, 47005 Agen.

## Vidcom 80

En créant en 1971 le Vidcom, Bernard Chevry, commissaire général du Midem et du Mip TV faisant œuvre du précurseur aux côtés de quelques professionnels : il fallait préparer « l'ère de la vidéocommunication ».

Le Vidcom'80, qui se tiendra au Palais des Festivals à Cannes du 29 septembre au 2 octobre 1980, est à la fois :

– **Exposition internationale des équipements et matériels de vidéocommunication,** production, diffusion, télédistribution et transmission par satellite, des services fournis par les prestataires de la vidéocommunication.

– **Exposition internationale de la télématique,** des matériels et des techniques vidéo appliquées, des programmes, banques de données et des services qui s'y rattachent.

– **Marche international des programmes** de vidéocommunication.

– **Colloques internationaux** aux cours desquels sont organisés de multiples débats et ateliers pratiques – Marché grand public – marché institutionnel et presse-édition : Télématique. Pour toute information : Vidcom, 179, avenue Victor-Hugo, 75116 Paris.

# Le Tremplin Rock Musique 80

A l'occasion du Salon des Soldes qui s'est tenu du 30 mai au 8 juin au C.N.I.T., Henri Leproux, le directeur du célèbre Golf Drouot, a présenté huit groupes de musiciens Rock chaque soir.

Cette animation, patronnée par notre confrère SONO, a remporté un immense succès.

Le gagnant de ce Tremplin a reçu du jury, composé de journalistes de la presse spécialisée et de directeurs artistiques des principales sociétés d'éditions phonographiques, un prix en espèces de 2 000 F (ce prix étant décerné par le Salon des Soldes), ainsi que le trophée SONO le dimanche 8 juin.

La sélection d'Henri Leproux était composée des orchestres suivants :

| | |
|---|---|
| Vendredi 30 mai | LES CRAQUEURS |
| Samedi 31 mai | XANDRE |
| Dimanche 1er juin | ELIXIR |
| Lundi 2 juin | CORAIL |
| Mardi 3 juin | REFLEX |
| Jeudi 5 juin | THRILLER |
| Vendredi 6 juin | CABINE 13 |
| Samedi 7 juin | CHANTIER |

Il est nécessaire de préciser que ce succès est dû à l'enthousiasme d'Henri Leproux qui, malgré ses problèmes juridiques causés par l'éventualité de fermeture du Temple du Rock français, le Golf Drouot, est toujours très optimiste.

A ce propos, les Publications Georges Ventillard demandent aux passionnés du Golf Drouot et à tous les passionnés de la Musique d'exprimer à Henri Leproux leur sympathie par une simple lettre qu'il suffit d'adresser à :

Henri LEPROUX
Le Golf Drouot, 2, rue Drouot, 75009 Paris

# JOURNAL des "OM"




# LE RÉCEPTEUR DE TRAFIC DRAKE R7

LE récepteur de trafic DRAKE R7 est un appareil totalement transistorisé, à triple changement de fréquence, prévu pour la SSB, l'AM et la CW, que l'on peut pratiquement qualifier de « toutes bandes »... nous verrons cela plus loin. Il offre une excellente sélectivité (réglable d'ailleurs), une non moins excellente sensibilité, et un affichage digital de la fréquence (1).

Les circuits HF exploitent la technique dite à large bande, donc sans réglage séparé d'accord.

Un commutateur sur le panneau avant permet de choisir entre cinq « largeurs » possibles de sélectivité. La bande passante standard est de 2,3 kHz. Les autres largeurs sont obtenues par l'installation de différents filtres à quartz (en option).

Une commande dite PBT (pass band tuning) offre la possibilité de réduire, voire d'éliminer, les brouillages par interférence, cela en décalant électroniquement en bloc la bande passante IF et en décalant évidemment de la même importance la fréquence d'injection sur le troisième mélangeur afin de maintenir le fonctionnement du récepteur sur la fréquence affichée. La bande passante du filtre à quartz étant fixe, cette commande permet à l'opérateur de placer les interférences hors de la bande passante du récepteur et d'utiliser ainsi au maximum de ses possibilités le filtre à quartz 5645 kHz – 8 pôles.

Un mélangeur équilibré à haut niveau est utilisé comme premier mélangeur en mode « supradyne ». L'emploi de ce dispositif permet de réduire considérablement l'intermodulation et la surcharge de l'étage d'entrée, tout en maintenant une parfaite sensibilité avec un excellent rapport « signal/bruit ».

L'oscillateur variable est d'une grande stabilité ; il est à commande linéaire de perméabilité et utilise un synthétiseur de fréquence pour un contrôle précis de cette dernière. Les possibilités de lectures digitale et analogique offrent à l'opérateur une grande souplesse d'utilisation. L'affichage digital possède une fonction « mémoire » laquelle, actionnée par un bouton-poussoir, permet à l'opérateur de mémoriser une fréquence sur les six digits afficheurs pour une référence ultérieure. En outre, deux autres boutons-poussoirs permettent d'incrémenter le synthétiseur de ce récepteur par bonds vers le haut ou vers le bas de 500 kHz, permettant une couverture continue de 1,5 à 30 MHz.

L'affichage digital indique jusqu'à la centaine de hertz ; en outre, le compteur peut être utilisé séparément pour des mesures extérieures de fréquences allant jusqu'à 150 MHz.

La sensibilité de ce récepteur est en principe plus que suffisante en utilisation normale ; néanmoins, un préamplificateur interne auxiliaire peut encore être mis en service dans

(1) Distribué par S.E.R.C.I. 11, boulevard St-Martin, 75003 PARIS.

le cas de certaines utilisations particulières ou difficiles (réception de satellites, emploi d'un convertisseur VHF extérieur de faible gain, utilisation d'une antenne courte ou non accordée, etc.). Ce préamplificateur additionnel accroît le gain du récepteur d'une dizaine de décibels environ.

Notons également la présence d'un sélecteur d'antennes permettant la commutation de trois antennes différentes (ou d'une antenne et de deux convertisseurs VHF – UHF extérieurs ; ou toute autre combinaison). Si ce récepteur est utilisé, soit avec un autre récepteur, soit avec un émetteur (ou un transceiver), ce sélecteur permet d'obtenir toutes les commutations nécessaires d'antennes.

L'opérateur dispose aussi d'un choix de trois constantes de temps pour l'AGC, d'un filtre « notch » pour l'élimination des interférences d'hétérodynage, d'un calibrateur 25 kHz, de la possibilité de coupure du haut-parleur, d'un décalage de fréquence possible (RIT) si on utilise l'appareil conjointement avec un émetteur. Notons enfin la possibilité d'installation d'un éliminateur de parasites « noise blanker », la présence d'un détecteur AM spécial à faible distorsion, ainsi que la possibilité d'alimentation, soit sur courant continu 11 à 16 V, soit sur courant alternatif du secteur.

La construction modulaire du récepteur R7 réduit le temps d'entretien minimum ; chaque module a une fonction spécifique, ce qui simplifie le dépannage et le réglage.

## Caractéristiques générales

### Couverture en fréquences

Avec affichage digital DR7 et le circuit « general coverage » : 0,01 à 30 MHz en continu.

Sans affichage digital, ni le circuit « general coverage » : de 0,01 à 0,5 MHz ; de 0,5 à 1 MHz ; de 1 à 1,5 MHz ; de 1,5 à 2 MHz ; de 2,5 à 3 MHz ; de 3,5 à 4 MHz ; de 5 à 5,5 MHz ; de 7 à 7,5 MHz ; de 14 à 14,5 MHz ; de 21 à 21,5 MHz ; de 28,5 à 29 MHz ; (+ 8 segments de 500 kHz avec l'AUX7, ce dernier dispositif nécessitant l'emploi de modules appropriés aux segments de fréquences choisis).

### Modes de réception

USB, LSB, CW, AM, RTTY.

### Stabilité en fréquence

La dérive totale est inférieure à 100 Hz après chauffage ; la variation de fréquence est inférieure à 100 Hz pour une variation de 11 à 16 V de la tension d'alimentation.

### Lecture en fréquence

Analogique : meilleure que 1 kHz après calibration au point le plus proche. Digitale : 15 ppm ± 100 Hz.

### Compteur de fréquence

(utilisation extérieure)

Fréquence maximale : 150 MHz.

Niveau d'entrée : 50 mV à 2 $V_{eff}$.

### Alimentation

100, 120, 200 ou 240 $V_{eff}$ ± 10 % ; 50 à 60 Hz ; 60 VA. Ou 11 à 16 V (nominal 13,8 V) courant continu ; 3 A.

### Dimensions

Profondeur : 330 mm (sans les boutons et connecteurs)

Largeur : 346 mm.

Hauteur : 115 mm (sans les pieds).

Poids : 8,340 kg.

**Sensibilité** (de 1,8 à 30 MHz préampli hors service)

SSB et CW (bande passante de 2,3 kHz) : moins de 0,5 $\mu$V pour 10 dB S + N/N ; 0,25 $\mu$V sur les bandes 10 et 15 m. AM (bande passante de 4 kHz et modulation à 30 %) : moins de 2 $\mu$V pour 10 dB S + N/N.

**Sensibilité** (de 1,8 à 30 MHz préampli en service)

SSB et CW (bande passante de 2,3 kHz) : moins de 0,2 $\mu$V pour 10 dB S + N/N. AM (bande passante de 4 kHz et modulation à 30 %) : moins de 1,2 $\mu$V pour 10 dB S + N/N.

**Sensibilité** (de 0,01 à 15 MHz)

SSB et CW (bande passante de 2,3 kHz) : moins de 1 $\mu$V pour 10 dB S + N/N. AM (bande passante de 4 kHz et modulation à 30 %) : moins de 4 $\mu$V pour 10 dB S + N/N.

**Sélectivité** : 2,3 kHz à – 6 dB ; 4,2 kHz à – 60 dB (facteur de forme 1,8/1).

Sélectivité maximale : supérieure à 100 dB.

Autres sélectivités : fonction de la largeur de la bande passante des filtres auxiliaires utilisés.

### Intermodulation

Gamme dynamique à l'essai double ton : sans le préampli = 99 dB ; avec le préampli = 95 dB.

### Fréquences intermédiaires

1° FI = 48,05 MHz
2° FI = 5,645 MHz
3° FI = 50 kHz.

### Réjection image et FI

meilleure que 80 dB

### A.G.C.

Moins de 4 dB de variation du niveau BF pour 100 dB de variation des signaux d'entrée.

Constantes de temps : slow = 2 secondes. Medium = 400 millisecondes. Fast = 75 millisecondes (possibilité de mise hors service de l'A.G.C.).

**Impédance d'entrée d'antenne :**

50 Ω (nominale)

200 Ω sur la bande 0,01 à 0,5 MHz.

**Sortie BF** : 2,5 W sur 4 Ω pour moins de 10 % de distorsions totales.

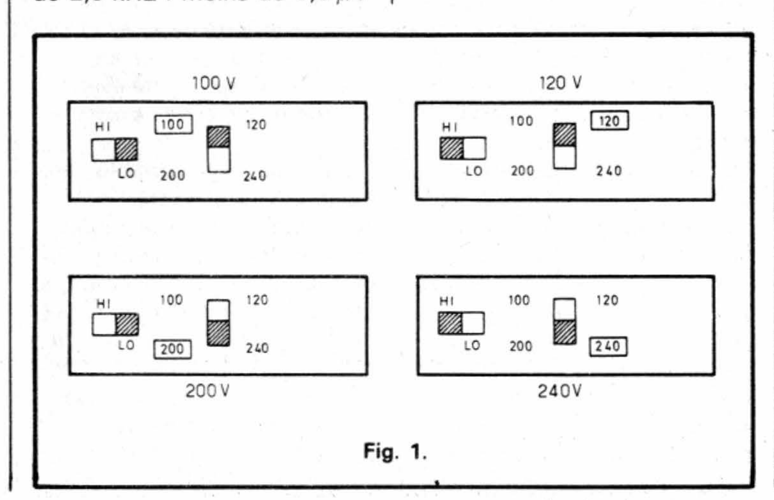


Fig. 1.

## Accessoires

### Atténuateur de bruit NB7 A

Une place a été prévue dans le récepteur pour l'installation de l'atténuateur noise blanker NB7 A. Il est employé pour éliminer ou réduire les bruits impulsionnels tels que les bruits d'allumage automobile, parasites atmosphériques, et autres types de perturbations tels que LORAN, etc.

### Platine AUX-7 (modèle 1536)

Il s'agit d'un module permettant la couverture de segments de fréquences complémentaires larges de 500 kHz. Le module est conçu selon la bande à couvrir et il est livré avec toutes instructions utiles pour son installation et sa programmation.

### Haut-parleur extérieur MS7

Le haut-parleur extérieur MS 7 (modèle 1531) est destiné à être employé à la place du haut-parleur incorporé à l'appareil, notamment en poste fixe. Son impédance est de 4 Ω et sa connexion au récepteur se fait à l'aide d'une simple fiche.

### Filtres à quartz auxiliaires

Cinq modèles sont disponibles, selon l'utilisation prévue. Le premier chiffre indique la bande passante à – 6 dB, et le second à – 60 dB :

AM : 6 kHz/12 kHz (modèle 7024).

AM : 4 kHz/8 kHz (modèle 7026).

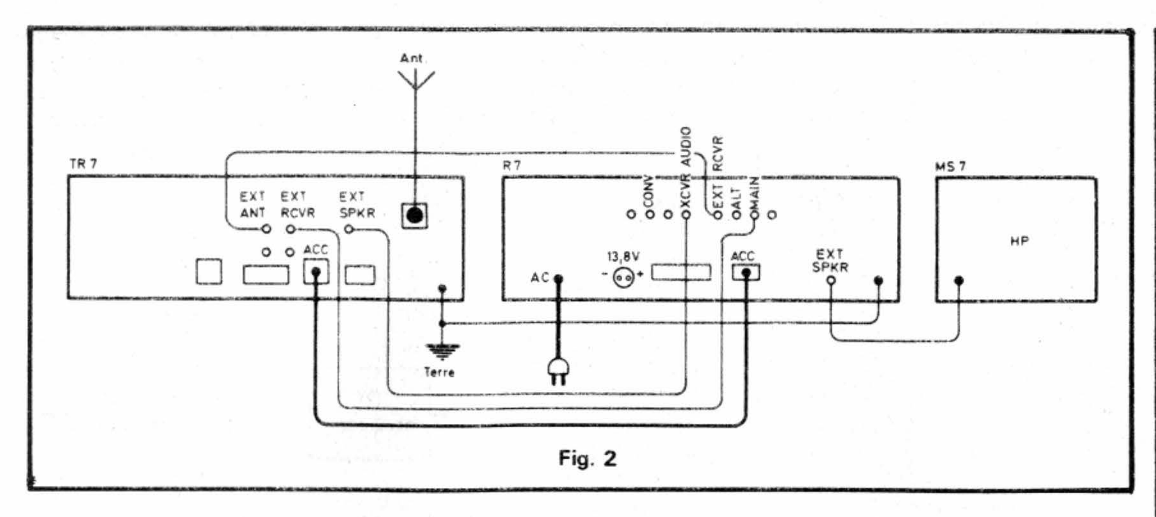



Fig. 2

SSB et RTTY à large shift : 1,8 kHz/3,6 kHz (modèle 7023).
CW et RTTY à shift de 170 Hz : 0,5 kHz/1,1 kHz (modèle 7022).
CW : 0,3 kHz/0,7 kHz (modèle 7021).

Ces filtres à quartz peuvent être facilement montés sur le récepteur par combinaison de quatre.

## Installation

L'endroit de l'installation du récepteur n'est pas critique. Néanmoins, on prendra soin de laisser suffisamment d'espace pour permettre une bonne ventilation autour de l'appareil et notamment vers le compartiment « alimentation ». Ne pas couvrir les sorties d'air du dessus avec des livres, des papiers, etc. ce qui pourrait provoquer une surchauffe. Par ailleurs, si l'on n'utilise pas un haut-parleur supplémentaire séparé, dégager l'emplacement du haut-harleur incorporé pour permettre une bonne diffusion du son.

Notons au passage qu'un accessoire de montage (berceau) est également disponible dans le cas d'une installation en « mobile ».

L'utilisation du récepteur avec une alimentation incorrecte peut entraîner des dégâts. La tension d'alimentation est de 11 à 16 V courant continu. La tension nominale recommandée est de 13,8 V pour une consommation de l'ordre de 3 A.

Sur secteur alternatif 50 ou 60 Hz, il est possible d'alimenter l'appareil sous 100, 120, 200 ou 240 V ± 10 % (puissance consommée de 60 VA environ). La tension secteur d'alimentation est déterminée par le positionnement de deux commutateurs à glissière (situés à l'arrière du récepteur) selon les indications de la figure 1. Une contre-plaque perforée « coiffe » ces deux commutateurs, et selon leurs positions, une fenêtre indique la tension correspondante du secteur susceptible d'être appliquée.

Le connecteur pour l'alimentation sous 12 V est également situé à l'arrière de l'appareil.

Notons que dans le cas de l'alimentation par le secteur, on dispose sur ce connecteur d'une tension continue de l'ordre de 12 V qui peut être utilisée pour l'alimentation d'un convertisseur VHF ou de tous autres accessoires jusqu'à concurrence d'une consommation de 0,25 A. Toujours avec l'alimentation par le secteur, il est recommandé de déconnecter l'éventuelle batterie de 12 V (si tel est le cas), ceci dans le but de limiter le courant de charge dans cette batterie.

Comme nous l'avons déjà dit, le récepteur R7 peut être utilisé conjointement avec un transceiver, le DRAKE TR7 par exemple (décrit dans notre n° 1653). On dispose ainsi de deux unités de réception à la station. Dans le cas d'une telle installation, les connexions à effectuer entre récepteur et transceiver sont clairement exposées dans la notice technique accompagnant l'appareil (voir fig. 2).

## Commandes voyants opérations

Si nous nous reportons à la figure 3 montrant l'aspect du panneau-avant, nous avons :

A – « S-mètre » : indique le niveau relatif du signal reçu. Chaque unité S correspond approximativement à 5 dB (2). Pour S9, on a une tension d'entrée de 50 μV environ (préamplificateur incorporé non en service).

B – Indicateurs de fonctionnement.

FIXED : indique la réception sur une fréquence fixe choisie.

SET BAND : indique la nécessité de positionner le commutateur de bandes sur la bande adéquate lors de l'utilisation de l'AUX7.

RIT : indique que le RIT est en service.

RCT : indique que la fréquence d'émission du transceiver TR7 jumelé (si tel est le cas) est commandé par le VFO du récepteur R7 (ou par l'oscillateur fixe du récepteur R7).

C – MUTE. Lorsque ce bouton est enfoncé, le récepteur est muet. Mais en liaison avec le transceiver TR 7, le récepteur R 7 n'est coupé que durant les périodes d'émission. Pour l'autre position de ce bouton, le récepteur est continuellement en service.

En utilisation avec un transceiver autre que le TR 7, il convient de relier la broche 11 du connecteur d'accessoires (L – panneau-arrière) à la masse par un circuit quelconque. Avec le bouton enfoncé, le récepteur est opérationnel. Durant les périodes d'émission, le circuit reliant la broche 11 à la masse doit alors être ouvert.

D – PREAMP. En enfonçant ce bouton, on met en service un préamplificateur de 10 dB de gain propre faisant suite aux filtres d'entrée d'antenne (voir la fig. 6). Ce préamplificateur est opérationnel de 1,5 à 30 MHz et améliore de 5 à 6 dB environ la sensibilité de l'appareil. La bande dynamique

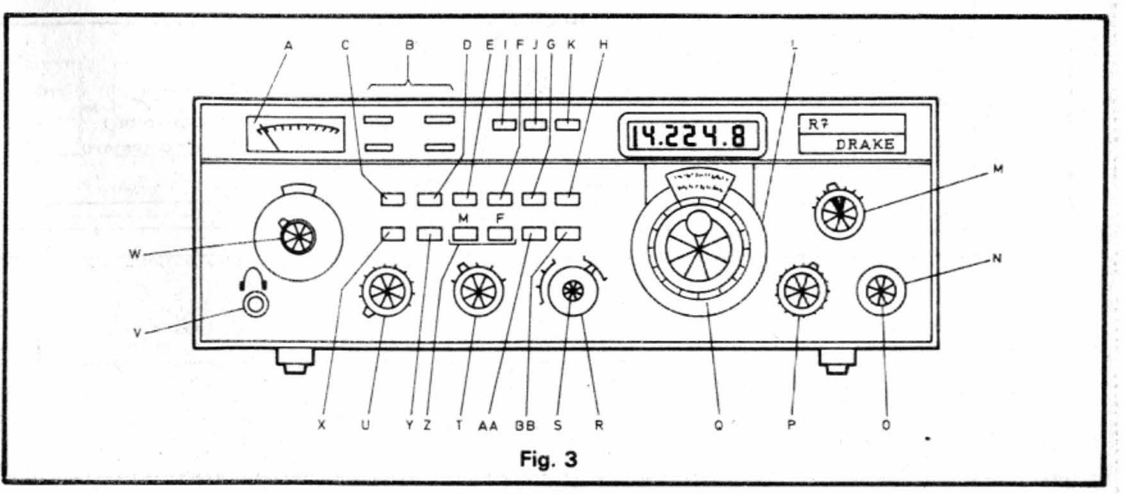



Fig. 3

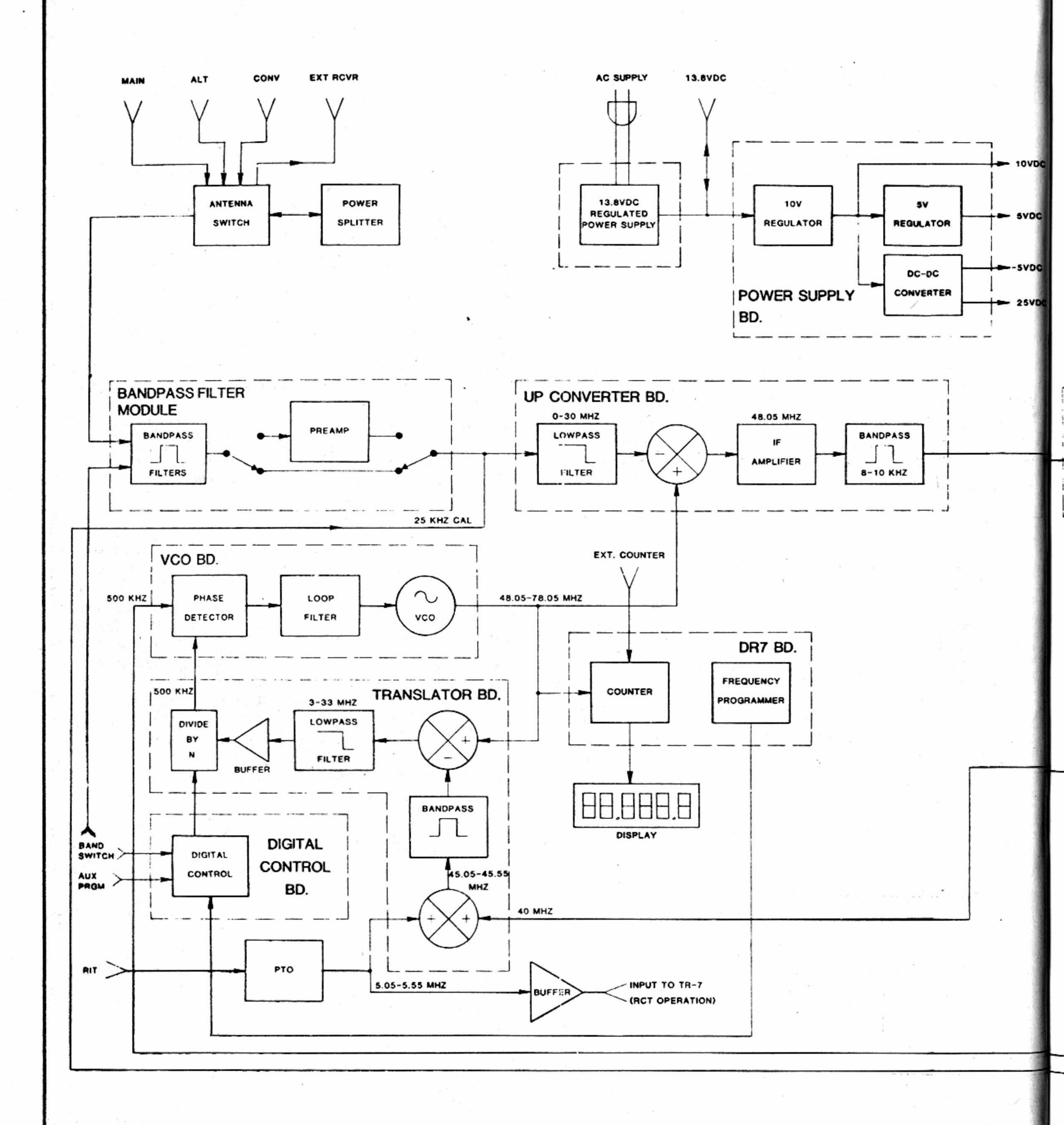
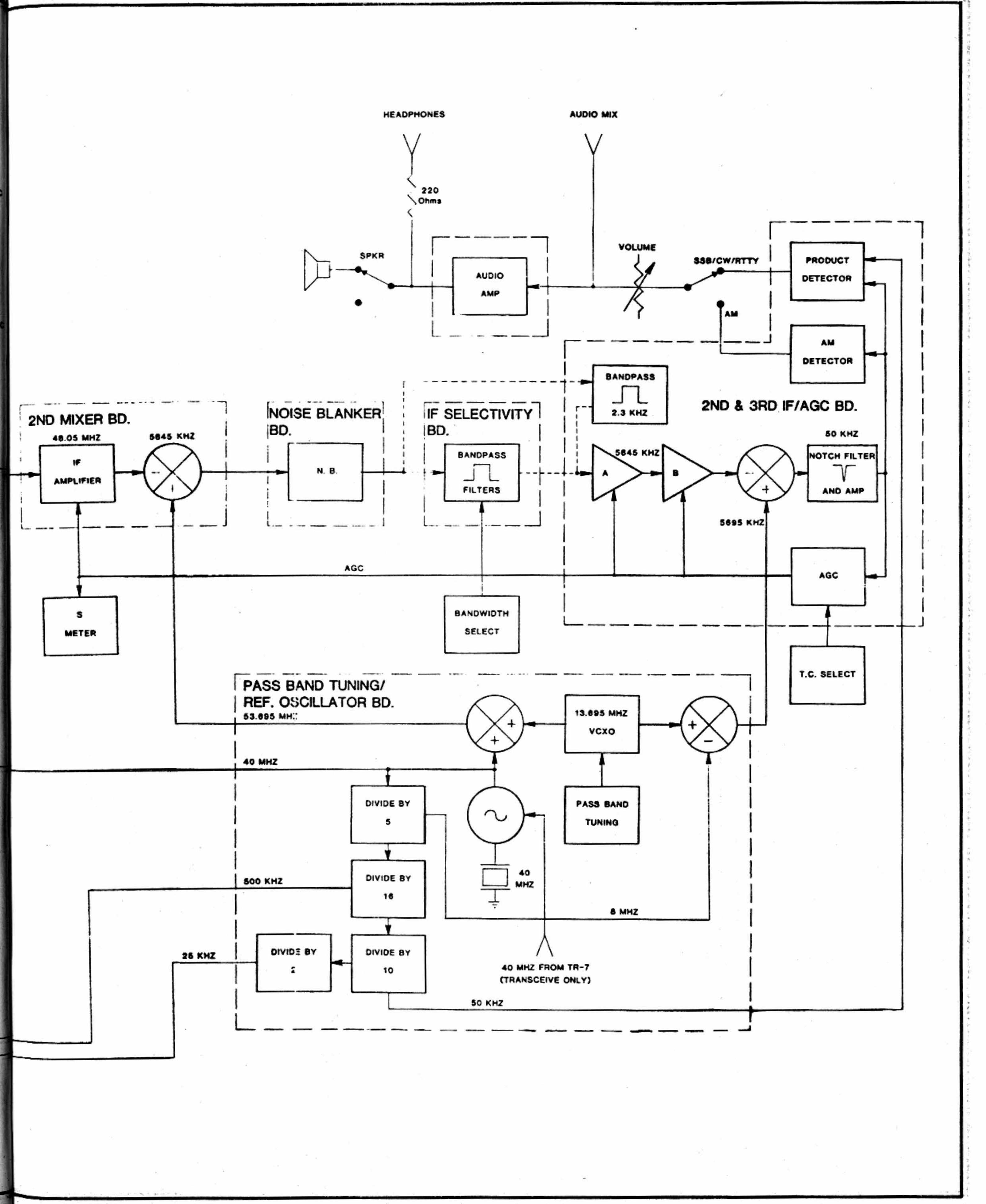

MAIN
ALT
CONV
EXT RCVR
ANTENNA SWITCH
POWER SPLITTER
AC SUPPLY
13.8VDC
13.8VDC REGULATED POWER SUPPLY
10V REGULATOR
5V REGULATOR
DC-DC CONVERTER
10VDC
5VDC
-5VDC
25VDC
POWER SUPPLY BD.
BANDPASS FILTER MODULE
BANDPASS FILTERS
PREAMP
UP CONVERTER BD.
0-30 MHZ
LOWPASS FILTER
48.05 MHZ
IF AMPLIFIER
BANDPASS
8-10 KHZ
25 KHZ CAL
VCO BD.
500 KHZ
PHASE DETECTOR
LOOP FILTER
VCO
48.05-78.05 MHZ
EXT. COUNTER
DR7 BD.
COUNTER
FREQUENCY PROGRAMMER
TRANSLATOR BD.
500 KHZ
DIVIDE BY N
BUFFER
3-33 MHZ
LOWPASS FILTER
BANDPASS
45.05-45.55 MHZ
DISPLAY
BAND SWITCH
AUX PRGM
DIGITAL CONTROL
DIGITAL CONTROL BD.
40 MHZ
RIT
PTO
5.05-5.55 MHZ
BUFFER
INPUT TO TR-7
(RCT OPERATION)

Fig. 6


HEADPHONES
AUDIO MIX
220 Ohms
SPKR
AUDIO AMP
VOLUME
SSB/CW/RTTY
AM
PRODUCT DETECTOR
AM DETECTOR
BANDPASS
2.3 KHZ
2ND & 3RD IF/AGC BD.
2ND MIXER BD.
48.05 MHZ
5645 KHZ
IF AMPLIFIER
NOISE BLANKER BD.
N. B.
IF SELECTIVITY BD.
BANDPASS FILTERS
5645 KHZ
A
B
50 KHZ
NOTCH FILTER AND AMP
5695 KHZ
AGC
S METER
BANDWIDTH SELECT
T.C. SELECT
PASS BAND TUNING/ REF. OSCILLATOR BD.
53.695 MHZ
13.695 MHZ VCXO
40 MHZ
DIVIDE BY 5
PASS BAND TUNING
500 KHZ
DIVIDE BY 16
40 MHZ
8 MHZ
25 KHZ
DIVIDE BY 2
DIVIDE BY 10
40 MHZ FROM TR-7 (TRANSCEIVE ONLY)
50 KHZ

du récepteur est légèrement réduite avec le préamplificateur. Il n'est donc pas recommandé de l'utiliser lorsque cela n'est pas nécessaire.

L'indication du S-mètre doit croître de deux unités S (ou 10 dB environ) sur un signal reçu lorsqu'on met le préamplificateur en service. Attention, il n'y a pas de modification de cette lecture si l'on met le préamplificateur en fonctionnement sur le calibrateur interne.

E – AM/SSB-CW. En enfonçant ce bouton, le récepteur est commuté en position AM.

F – SPKR. En enfonçant ce bouton, on arrête le fonctionnement du haut-parleur (qu'il s'agisse du haut-parleur incorporé ou du haut-parleur extérieur). Par contre, la sortie « casque » est toujours alimentée.

G – FIXED/VFO : détermine la source de fréquence pour le récepteur lorsque l'AUX7 est installé et que des quartz sont utilisés. En enfonçant le bouton, on choisit le fonctionnement sur quartz. Dans la position « out », l'appareil revient en commande VFO. Naturellement, si les quartz ou l'AUX7 ne sont pas installés, ce bouton doit être dans la position « out » (non enfoncé).

H – NOTCH : permet d'obtenir une profonde crevasse dans la réponse IF (50 kHz) accordable par le bouton P à ± 3,5 kHz environ de la fréquence centrale.

I – UP. Chaque fois que ce bouton-poussoir est enfoncé, la fréquence du R 7 augmente de 500 kHz. Cette action est possible jusqu'à la limite supérieure de la bande choisie (chiffres jaunes sur le commutateur de bande W). A cette limite, le dit commutateur doit être actionné pour permettre de poursuivre l'accroissement de fréquence.

J – DOWN. Ce bouton-poussoir agit de la même façon que UP, mais ici la fréquence diminue par bonds de 500 kHz.

K – STORE. En appuyant sur ce bouton, on maintient, on mémorise, la fréquence affichée (6 digits) tout en ayant la possibilité de rechercher une autre fréquence.

L – Affichage digital : affiche la fréquence de réception précise à 100 Hz près lorsque l'inverseur COUNT (AA) du panneau-avant est en position « out » (non enfoncé). Lorsque cet inverseur est sur la position COUNT, on peut mesurer la fréquence d'un signal extérieur appliqué à la prise EXT COUNT (jack sur le panneau-arrière). La fréquence maximale de mesure est de 150 MHz. Pour les fréquences supérieures à 100 MHz, le digit de la centaine de MHz est supprimé. Ainsi 144,9400 se lira 44940,0.

M – ANTENNA. Commutateur fonctionnant en liaison avec les douilles d'antennes situées à l'arrière de l'appareil : MAIN, ALTERNATE et CONVERTER, et permettant diverses combinaisons. La douille EXT-RCVR se relie à la douille du même nom sur le transceiver TR 7 dans le cas de son utilisation conjointe.

N – RF GAIN : commande le gain HF.

O – AF GAIN : commande le gain BF. Pour arrêter le récepteur, tourner ce bouton à fond dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

P – NOTCH. Ce bouton permet de déplacer de ± 3,5 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale, une crevasse (commutateur H) dans la bande 3° FI (50 kHz) offrant ainsi la possibilité d'éliminer certains types d'interférences. L'utilisation correcte du NOTCH suppose le PBT bien centré (commande R) ; vice-versa, l'utilisation convenable du PBT veut que le NOTCH soit bien centré.

Q – Réglage général de la fréquence et cadran.

R – PBT : fait varier la FI et le BFO tout en maintenant constante la fréquence de réception. La bande passante du filtre à quartz en service étant invariable, cette commande peut être utilisée pour éliminer certains types d'interférences.

S – RIT. Lorsque le commutateur BB de mise en service du RIT est enfoncé, cette commande permet de faire varier la fréquence de réception dans une plage de ± 3 kHz de part et d'autre de la fréquence nominale.

T – SELECTIVITY : sélectionne la largeur de la bande passante du récepteur selon les filtres à quartz montés sur l'appareil.

U – AUX PROGRAM : sélectionne la bande auxiliaire de 500 kHz désirée et (ou) le quartz de fréquence fixe lorsque l'AUX 7 est installé.

V – Prise pour le branchement d'un casque. Une résistance interne de 220 Ω est prévue en série avec cette sortie. Le branchement du casque ne provoque pas la coupure automatique du haut-parleur incorporé ou du haut-parleur extérieur (voir commande F).

W – BAND : sélectionne la bande de travail désirée. Les chiffres jaunes entre les repères indiquent la plage totale pouvant être couverte par toutes les positions du commutateur de gammes. Les chiffres blancs au centre des repères indiquent la fréquence inférieure de la portion des 500 kHz qui est automatiquement choisie lorsque le commutateur de gammes est placé sur cette position. Les autres portions de 500 kHz sont sélectionnées à l'aide des poussoirs UP et DOWN (I et J).

X – CAL : met en service le calibrateur 25 kHz.

Y – NB : met en service le noise blanker NB7 A lorsqu'il est installé.

Z – A.G.C. : permet de sélectionner trois constantes de temps pour la commande automatique de gain :

SLOW — M sorti, F sorti.

MEDIUM — M enfoncé, F sorti.

FAST — M sorti, F enfoncé.

OFF — M enfoncé, F enfoncé.

AA – COUNT. En enfonçant ce bouton, le compteur digital peut être utilisé séparément jusqu'à 150 MHz. Le signal à mesurer est alors appliqué sur la prise marquée EXT COUNT située à l'arrière de l'appareil. Pour une utilisation normale avec le récepteur, ce bouton doit être en position « out » (non enfoncé).

BB – RIT : met en service le RIT.

Examinons maintenant le panneau-arrière du récepteur en nous reportant à la figure 4.

A – EXT COUNT : entrée pour l'utilisation séparée du fréquencemètre. La tension du signal appliqué doit être comprise entre 50 mV et 2 V (150 MHz max).

B – CONV : entrée sur laquelle on peut connecter la sortie d'un convertisseur UHF ou VHF. Cette entrée est commutable par la commande M du panneau-avant.

C – AUDIO : sortie BF (bas niveau/haute impédance). Les signaux BF sont prélevés à l'entrée du potentiomètre de volume. Peut convenir pour attaquer un convertisseur RTTY ou autres dispositifs.

D – XCVR AUDIO : cette entrée peut se relier à la sortie BF d'un transceiver éventuellement utilisé conjointement. Le signal BF appliqué est amplifié en mélange avec celui du R7.

E – EXT RCVR : sortie d'antenne pouvant être reliée à l'entrée « antenne » d'un autre récepteur ou transceiver.

F et G – ALT/MAIN : entrées d'antenne commutables par la commande M du panneau-avant, ou susceptibles d'être reliées à la sortie « antenne » d'un transceiver utilisé conjointement.

H – EXT SPKR : prise pour le branchement d'un haut-parleur extérieur séparé (2,5 W/4 Ω). Le haut-parleur incorporé est automatiquement coupé par le branchement d'un haut-parleur extérieur.

I – Sélecteur de tension secteur (voir fig. 1).

J – Connecteur d'alimentation 13,8 V (courant continu).

K – Fusible secteur 0,75 A pour 100/120 V ou 0,375 A pour 200/240 V.

L – Prise 12 broches pour accessoires ou circuits auxiliaires.

M - Prise de terre.

N - Cordon secteur.

O - Prise de jack libre pour accessoire.

Nous rappelons qu'à titre indicatif, la figure 2 représente les liaisons à effectuer dans le cas où le récepteur R 7 est utilisé conjointement avec le transceiver TR 7 de DRAKE également.

## Cadran d'accord

Le cadran est constitué par deux disques concentriques qui tournent à des vitesses différentes. Les variations de 0 à 100 kHz, par graduation de 5 kHz, sont indiquées par l'un des disques, et les centaines de kHz par l'autre disque. La jupe du bouton principal est graduée en kHz.

La fréquence d'accord est la somme des fréquences indiquées par le cadran et le commutateur de bandes. A titre d'exemple, le cadran tel qu'il est représenté sur la figure 5 doit être lu comme suit :

| | |
|---|---|
| Cadran 100 kHz | 0,200 MHz |
| Cadran 5 kHz . . | 0,070 MHz |
| Jupe du bouton | 0,002 MHz |
| | 0,272 MHz |

Ainsi, en ajoutant 0,272 MHz à la fréquence du sélecteur de bande (par exemple 21 MHz), on obtient la fréquence de travail : 21,272 MHz.

Le cadran d'accord peut être étalonné sur une petite bande en procédant comme suit :

a) Presser le commutateur CAL (calibrateur en service).

b) Tourner le bouton d'accord sur la graduation 25 kHz la plus proche.

c) Maintenir bloquée la jupe du bouton d'accord et tourner le bouton jusqu'au battement nul.

d) Arrêter le calibrateur.

Est-il nécessaire de rappeler que l'affichage analogique est toujours et automatiquement accompagné par l'affichage digital.

Le bouton de commande d'accord dont nous venons de parler agit exclusivement sur l'oscillateur variable. Le récepteur R7 ayant été conçu avec amplification à circuits à large bande, ne nécessite pas de réglage séparé pour les circuits d'accord HF proprement dits.

La commande PBT peut être réglée pour augmenter les fréquences hautes ou basses d'un signal reçu. Ce réglage se fait au goût de l'opérateur afin d'obtenir la réponse BF la plus agréable ou un minimum d'interférences. Lorsque divers filtres à quartz sont utilisés, ajuster cette commande pour la réjection optimale des interférences selon le filtre en service.

Pour la réception des signaux AM (radiodiffusion gammes PO ou OC), il est recommandé d'utiliser un filtre à quartz 4 kHz ou 6 kHz (modèle 7024 ou 7026). A défaut d'un tel filtre à quartz, on peut monter une résistance de liaison de 150 Ω 0,5 W (jumper) soudée en lieu et place du filtre. La bande passante est évidemment très large, la fidélité de transmission excellente, mais attention aux risques d'interférences. En outre, pour la gamme 0,5 à 1,5 MHz, le filtre d'entrée comporte un potentiomètre atténuateur qu'il est recommandé d'ajuster vers le milieu de gamme selon le type d'antenne utilisée (réduction de la transmodulation et des interférences). Réciproquement, la sensibilité du récepteur peut être accrue par le réglage de ce potentiomètre, notamment pour les réceptions à longue distance, lorsqu'une antenne courte est employée.

## Théorie du fonctionnement

Pour cet exposé, on voudra bien se reporter au synoptique de la figure 6.

**Réception**

Les signaux recueillis par l'antenne passent par un commutateur suivi d'un circuit passe-bande dont les limites sont définies par les chiffres jaunes du sélecteur de bande. Ce circuit est suivi, ou non, du préamplificateur commutable, à la sortie duquel peuvent être appliqués les signaux issus du calibrateur. La sortie de ce module est reliée à l'entrée du convertisseur supradyne (UP – Converter) à circuit filtre passe-bas.

Les signaux arrivant au convertisseur sont mélangés avec la sortie du VCO pour donner une fréquence intermédiaire de 48,05 MHz. La conversion est effectuée par un double mélangeur équilibré, à haut niveau, pour obtenir une large dynamique. La sortie du mélangeur est amplifiée par un transistor à effet de champ à grande dynamique et à faible bruit pour assurer la sensibilité requise. Cet étage est suivi d'un filtre à quartz à quatre pôles à 48,05 MHz. Le rôle de ce filtre est d'éliminer les signaux à ± 4 kHz de 48,05 MHz et de protéger ainsi les étages suivants contre les signaux indésirables. De cette façon, on obtient une large dynamique et une excellente sensibilité.

La sortie de ce convertisseur est acheminée vers le module du deuxième mélangeur. Celui-ci amplifie le signal à 48,05 MHz et le convertit à 5,645 MHz (2e FI). La commande automatique de gain (A.G.C.) est appliquée à l'amplificateur (en plus des commandes sur les étages suivants). Le signal issu du second mélangeur arrive au noise blanker (option) et aboutit au module de sélectivité.

Lorsqu'il est installé, le noise blanker agit sur les parasites impulsionnels avant leur arrivée au filtre à quartz évitant ainsi les distorsions. Ce dispositif antiparasite fonctionne alors dans les conditions optimales. S'il n'est pas installé, le signal passe par un circuit strap qui assure la liaison.

Le module de sélectivité dispose de quatre emplacements pour des filtres à quartz en supplément du filtre standard d'origine de 2,3 kHz. Ces filtres déterminent donc la bande passante finale du récepteur. Ils sont commutés par des diodes PIN commandées depuis le commutateur T du panneau-avant. Un soin particulier a été apporté à cette commutation et à la disposition du module pour éviter les couplages parasites qui détérioreraient la sélectivité du récepteur. Le résultat est une excellente

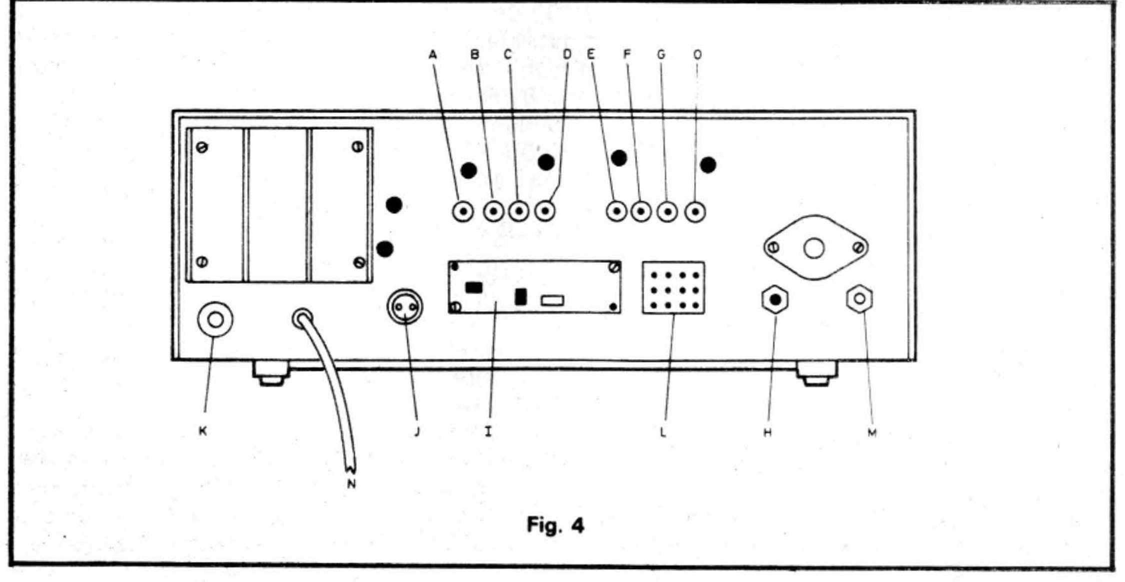


Fig. 4

réjection des signaux indésirables.

Ensuite, le signal est envoyé sur le module 2° FI. Celui-ci amplifie le signal de 5645 kHz et le convertit en 50 kHz (3° FI). Ce nouveau signal passe par le circuit filtre « notch » et est encore amplifié avant son application aux détecteurs AM et SSB. Les signaux démodulés sont amplifiés par un circuit intégré délivrant la puissance BF suffisante requise par le haut-parleur.

La tension d'A.G.C. obtenue avant détection est utilisée pour commander le gain des étages FI. Cette même tension commande également le S-mètre indiquant ainsi la force du signal reçu. Les différentes constantes de temps de l'A.G.C. sont sélectionnées par les commutations prévues à cet effet sur le panneau-avant (Z).

**Contrôle de la fréquence**

Le récepteur R7 dispose d'un synthétiseur de fréquence, ce qui permet de couvrir une très large gamme de fréquences sans avoir recours à un nombre impressionnant de quartz ou à d'autres circuits oscillateurs plus ou moins complexes.

La référence du synthétiseur est donnée par un oscillateur à quartz 40 MHz sur le module PBT, REF, OSC. La sortie de cet oscillateur est divisée par 80 pour obtenir 500 kHz. Ces deux signaux (40 MHz et 500 kHz) sont canalisés vers les modules du synthétiseur que nous verrons plus loin.

Lorsque le calibrateur est en service, le signal 500 kHz est divisé par 20 pour donner un signal à 25 kHz riche en harmoniques. Celui-ci est appliqué à l'entrée du convertisseur supradyne et donne ainsi un marquage tous les 25 kHz.

Le réglage du PBT (pass band tuning) est relié à un oscillateur à quartz (13,695 MHz) contrôlé par une tension (VCXO). Par action sur ce réglage, la fréquence de cet oscillateur peut être légèrement décalée (environ ± 3 kHz de part et d'autre de 13,695 MHz). Ce signal est alors mélangé avec le signal

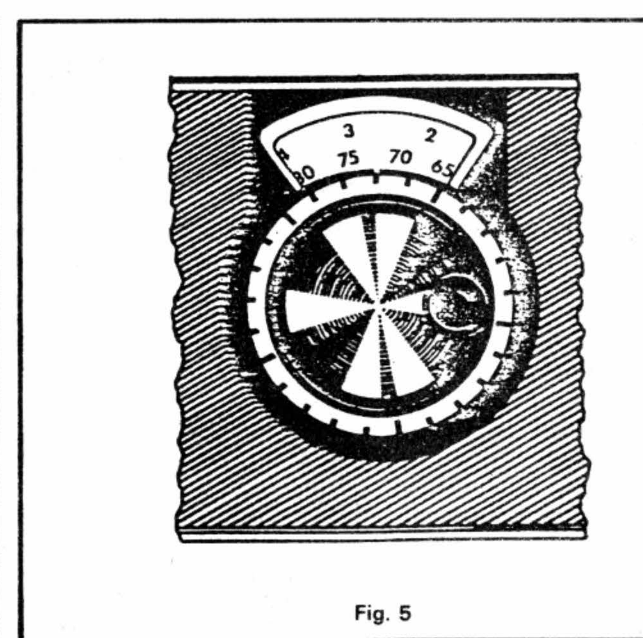



Fig. 5

issu de l'oscillateur 40 MHz (ce qui donne 53,695 MHz) et avec le signal à 8,05 MHz (ce qui donne 5,645 MHz). Le BFO, dérivé de la chaîne des diviseurs partant de 40 MHz, est une oscillation de fréquence fixe sur 50 kHz.

Le signal à 53,695 MHz est injecté dans le 2° mélangeur où il convertit la FI de 48,05 MHz en un signal sur 5,645 MHz (2° FI).

L'oscillation de 5695 kHz est appliquée au troisième mélangeur et convertit la 2° FI de 5645 kHz à 50 kHz (3° FI).

Étant donné que l'oscillation sur 13,695 MHz est utilisée pour générer les deux signaux, elle peut varier en fréquence (± 3 kHz) sans affecter la fréquence de réception.

L'injection sur le convertisseur supradyne est fournie par le module VCO. Ce module comporte un oscillateur commandé en tension (VCO) qui fonctionne de 48,05 MHz à 78,05 MHz. Mélangé aux signaux reçus de 0 à 30 MHz, on obtient la 1° FI à 48,05 MHz. Le VCO est réglé par une tension filtrée provenant d'un détecteur de phase qui compare la fréquence et la phase du signal 500 kHz de l'oscillateur de référence du PBT et du signal à 500 kHz provenant du module translateur.

Le module translateur combine le signal de référence 40 MHz et la partie de 5,05 à 5,55 MHz de l'oscillateur à réglage de perméabilité (PTO) commandé par le bouton d'accord (cadran). Le signal résultant de 45,05 à 45,55 MHz est filtré et mélangé avec le signal du VCO pour obtenir un nouveau signal de 3 à 33 MHz dépendant de la fréquence de travail. Ce dernier signal est de nouveau filtré, amplifié et appliqué à un diviseur programmable (N) qui est programmé par le module de contrôle digital. La sortie du diviseur par N est exactement de 500 kHz lorsque le VCO est accordé sur la fréquence correcte, ceci satisfaisant la phase du comparateur et le verrouillage de la boucle du synthétiseur.

Le module de contrôle digital fournit l'information pour la programmation du diviseur en traitant à la fois les informations en provenance du commutateur de bandes et du programmeur de fréquences du module d'affichage DR7. Le commutateur de bande fournit le rapport de division pour la gamme de fréquences indiquée par les chiffres blancs. Le module DR7 est alors utilisé pour augmenter ou diminuer (UP ou DOWN) ce rapport de la quantité voulue.

L'exemple suivant illustre le fonctionnement du synthétiseur :

Fréquence de travail :

14,2825 MHz
+ 48,0500 MHz
62,3335 MHz
= fréquence VCO

Fréquence PTO :
(5,05 + 0,2835)
= 5,3335 MHz

5,3335 MHz
+ 40,0000 MHz
45,3335 MHz
= fréquence variable de référence

Fréquence d'entrée du diviseur : 62,3335 – 45,3335 = 17 MHz.

Sortie diviseur : 0,5 MHz.

Rapport de division : 34.

Il faut constater que chaque fois que le rapport de division augmente ou diminue de 1, la fréquence du VCO est obligée de changer de 500 kHz afin de maintenir le verrouillage du synthétiseur. Pour la même raison, lorsqu'on règle l'oscillateur à perméabilité variable (PTO), le VCO doit suivre pour maintenir le verrouillage.

L'affichage digital est assuré par un compteur à six digits à LED. En usage normal, ce compteur est connecté au VCO et est programmé pour soustraire 48,05 MHz du comptage. De cette façon, la fréquence de réception est lue directement sur l'afficheur. Pour l'utilisation externe, la soustraction est supprimée et l'entrée du compteur est reliée à une prise du panneau-arrière permettant ainsi de disposer d'un fréquencemètre 150 MHz max.

●

Ce remarquable récepteur « toutes bandes », aux multiples possibilités, aux performances vraiment extraordinaires, dont la conception fait appel aux techniques les plus récentes, est naturellement fourni avec une notice très détaillée donnant absolument toutes les précisions pour l'emploi correct de l'appareil dans toutes les fonctions qui lui sont permises.

**Roger A. RAFFIN**
**F3 AV**

# L'ARGUS DE L'OCCASION DES MATERIELS ELECTRONIQUES

**La législation officielle sur les prix nous a conduit à établir un système de dépréciation pour le matériel d'occasion en pourcentage.**

**Ce système vous permettra de déterminer au mieux la valeur de votre matériel acquis ou de celui que vous désirez acquérir.**

**La catégorie A se compose des appareils suivants :**
- **amplificateur**
- **préamplificateur**
- **ampli-préamplificateur**
- **tuner**
- **ampli tuner**

**La catégorie B se compose des appareils suivants :**
- **platine tourne-disque**
- **magnétophone à cassettes ou à bandes**
- **chaîne compact**
- **ampli tuner à magnétophone à cassettes incorporé**

**La catégorie C se compose des appareils suivants :**
- **enceintes acoustiques**
- **casques**

**Le bon situé ci-dessous vous permettra d'obtenir un prix non contractuel de la part de notre service ARGUS-HIFI** au cas où **vous auriez quelques difficultés à établir votre estimation.**

## ARGUS-SERVICE

Ce service est destiné aux lecteurs ayant une difficulté à estimer leurs appareils. Il est tout à fait gratuit et sans engagement. Ce bon est à découper et à envoyer : Argus Service, Le Haut-Parleur, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Je désire avoir une estimation de mon appareil décrit ci-dessous.

Marque : ....................................

Modèle : ................ Type : ...............

Année : ................. Mois : ...............

Prix d'achat TTC (obligatoire) : ..................

Sous garantie : OUI – NON (entourez le mot correspondant)

Adresse : ....................................

..............................................

Code Postal : ........ Ville : ...................

Nom : ........................................

Prénom : .....................................

Je désire avoir une estimation de mon appareil décrit ci-dessous.

Marque : ....................................

Modèle : ................ Type : ...............

Année : ................. Mois : ...............

Prix d'achat TTC (obligatoire) : ..................

Sous garantie : OUI – NON (entourez le mot correspondant)

Adresse : ....................................

..............................................

Code Postal : ........ Ville : ...................

Nom : ........................................

Prénom : .....................................

L'estimation que nous vous proposerons n'est pas contractuelle et n'engage en aucune façon la responsabilité de notre revue.

POUR ACHAT ET VENTE DE MATERIEL D'OCCASION, CONSULTER NOS PETITES ANNONCES.

# TABLEAU DE DEPRECIATION DU MATERIEL ELECTRONIQUE

| CATEGORIES D'APPAREILS (voir page ci-contre) | | A | B | C |
|---|---|---|---|---|
| PREMIÈRE ANNÉE : | 1er mois | – | – | – |
| | 2 " | – | – | – |
| | 3 " | – | 3 % | – |
| | 4 " | 3 % | 6 % | – |
| | 5 " | 6 % | 9 % | 3 % |
| | 6 " | 9 % | 12 % | 5 % |
| | 7 " | 12 % | 15 % | 7 % |
| | 8 " | 15 % | 18 % | 9 % |
| | 9 " | 18 % | 21 % | 12 % |
| | 10 " | 21 % | 25 % | 15 % |
| | 11 " | 25 % | 30 % | 18 % |
| | 12 " | 29 % | 34 % | 21 % |
| DEUXIÈME ANNÉE : | 13e mois | 31 % | 36 % | 23 % |
| | 14 " | 32 % | 37 % | 24 % |
| | 15 " | 33 % | 38 % | 25 % |
| | 16 " | 34 % | 39 % | 26 % |
| | 17 " | 35 % | 40 % | 27 % |
| | 18 " | 36 % | 41 % | 28 % |
| | 19 " | 37 % | 42 % | 29 % |
| | 20 " | 38 % | 43 % | 30 % |
| | 21 " | 39 % | 44 % | 31 % |
| | 22 " | 40 % | 46 % | 32 % |
| | 23 " | 41 % | 48 % | 33 % |
| | 24 " | 42 % | 50 % | 34 % |
| TROISIÈME ANNÉE : | 25e mois | 43 % | 51 % | 36 % |
| | 26 " | 44 % | 52 % | 37 % |
| | 27 " | 45 % | 53 % | 38 % |
| | 28 " | 46 % | 54 % | 39 % |
| | 29 " | 47 % | 55 % | 40 % |
| | 30 " | 48 % | 56 % | 41 % |
| | 31 " | 49 % | 57 % | 42 % |
| | 32 " | 50 % | 58 % | 43 % |
| | 33 " | 51 % | 59 % | 44 % |
| | 34 " | 52 % | 60 % | 45 % |
| | 35 " | 53 % | 61 % | 46 % |
| | 36 " | 54 % | 62 % | 47 % |
| QUATRIÈME ANNÉE : | 37e mois | 55 % | 63 % | 48 % |
| | 38 " | 56 % | 64 % | 49 % |
| | 39 " | 57 % | 65 % | 50 % |
| | 40 " | 58 % | 66 % | 51 % |
| | 41 " | 59 % | 67 % | 52 % |
| | 42 " | 60 % | 68 % | 53 % |
| | 43 " | 61 % | 69 % | 54 % |
| | 44 " | 62 % | 70 % | 55 % |
| | 45 " | 63 % | 71 % | 56 % |
| | 46 " | 64 % | 72 % | 57 % |
| | 47 " | 65 % | 73 % | 58 % |
| | 48 " | 66 % | 74 % | 59 % |

# NOTE AUX UTILISATEURS

**Etat du matériel**
Le système de dépréciation s'adresse à des appareils en parfait état de fonctionnement et d'aspect neuf.

**Garantie**
Les appareils dont la garantie est en cours ont une plus-value à considérer au moment de la transaction.

**Vente du matériel**
En cas de vente d'appareil chez un revendeur, il y a lieu de diminuer le prix trouvé de 20 % pour charges et frais professionnels.

**Matériel importé**
Le système de dépréciation a été conçu pour du matériel importé officiellement et possédant un bon de garantie de l'importateur.

**Fabrication**
Les matériels ne se fabriquant plus ont une moins-value à considérer au moment de la négociation.

## EXEMPLE DE CALCUL

Ampli X acheté en mars 1978 au prix de 2 000 F et revendu en décembre 1979.

**1) Déterminer la catégorie (A, B ou C) en page ci-contre :**
Ampli = Catégorie A.

**2) Déterminer le nombre de mois**
Mars 1978 à décembre 1979 = 21 mois.

**3) Déterminer la dépréciation :**
21e mois = 39 %.

**4) Déterminer le coefficient de dépréciation :**
100 – 39 = 61 — 0,61.

**5) Valeur de l'ampli X en décembre 1979 :**
2000 x 0,61 = 1 220 F TTC.

**6) Le prix obtenu** de 1 220 F correspond à une transaction **de particulier à particulier.**

**7) De particulier à revendeur** il faut **remultiplier** par **0,80** (20 % correspondant aux charges et frais professionnels), soit :
1 220 x 0,80 = 976 F TTC.

POUR ACHAT ET VENTE DE MATERIEL D'OCCASION, CONSULTER NOS PETITES ANNONCES.